

Rocío Chueca Lasheras

Estudio teórico y experimental de
técnicas para la transmisión de
señales de radiofrecuencia en
vidrios con propiedades térmicas
avanzadas

Director/es

Heras Vila, Carlos David
Salinas Ariz, Iñigo

<http://zaguan.unizar.es/collection/Tesis>



Universidad de Zaragoza
Servicio de Publicaciones

ISSN 2254-7606

Tesis Doctoral

ESTUDIO TEÓRICO Y EXPERIMENTAL DE TÉCNICAS PARA LA TRANSMISIÓN DE SEÑALES DE RADIOFRECUENCIA EN VIDRIOS CON PROPIEDADES TÉRMICAS AVANZADAS

Autor

Rocío Chueca Lasheras

Director/es

Heras Vila, Carlos David
Salinas Ariz, Iñigo

UNIVERSIDAD DE ZARAGOZA
Escuela de Doctorado

Programa de Doctorado en Tecnologías de la Información y
Comunicaciones en Redes Móviles

2024



Universidad
Zaragoza

1542

Tesis doctoral

Estudio teórico y experimental de
técnicas para la transmisión de señales
de radiofrecuencia en vidrios con
propiedades térmicas avanzadas

Autora:

Rocío Chueca Lasheras

Directores:

Íñigo Salinas Áriz
Carlos D. Heras Vila

Programa de Doctorado TICRM
Escuela de Ingeniería y Arquitectura
2024

La presente tesis doctoral, titulada **Estudio teórico y experimental de técnicas para la transmisión de señales de radiofrecuencia en vidrios con propiedades térmicas avanzadas** ha sido realizada en el Grupo de Tecnologías Fotónicas de la Universidad de Zaragoza bajo la dirección de **Íñigo Salinas y Carlos Heras**.

Zaragoza, agosto 2024

*A mis padres,
por estar siempre a mi lado.*

Agradecimientos

Este trabajo ha sido posible gracias a la colaboración y apoyo de muchas personas. Por ello, me siento en la obligación de dedicar unas líneas en agradecimiento a todas ellas.

En primer lugar, me gustaría dar las gracias a mis directores de tesis, Íñigo Salinas y Carlos Heras, por su paciencia y dedicación, por haberme ayudado a crecer y ampliar mis conocimientos y mi forma de trabajar y resolver problemas. Por enseñarme tantas cosas como profesores del grado y el máster (como el diagrama de Smith o el interferómetro de Michelson) y ‘engañosamente’ para hacer un TFG con mucha electrónica.

Al Grupo de Tecnologías Fotónicas (GTF) y todos sus integrantes por hacerme tan feliz todos estos años, hacerme más fácil este camino y por haber compartido con ellos tantos años en el mundo de la investigación. A Javier Preciado y Nacho Ayora, por acogerme tan bien desde el primer día y nombrarme la mejor esbirro (la única). A Pilar Castillo y Marina Sevilla, por tantos momentos dentro y fuera del laboratorio. A David Izquierdo, por ser mi compañero de desayunos y ayudarme con Fourier. A Nacho Garcés, por ser el fotógrafo oficial de mis ventanas. A mis compañeros de laboratorio por hacerme reír cada vez que lo necesitaba y especialmente a María Muñoz, primera esbirro y proyectista que he dirigido.

A Raúl Alcain, Leyre Tejedor, David Senar y a la empresa Ariño Duglass, por proporcionarme el material necesario para el desarrollo de esta tesis.

A los miembros del Grupo de Radiación (GR) de la Universidad Politécnica de Madrid, por hacerme sentir una más durante mi estancia y ayudarme a mejorar y expandir mi conocimiento. Por las URSI y los EuCAP.

A aquellos profesores que me han enseñado tanto en mi carrera académica y me han motivado a aprender más cada día. A Flor Lobo, por ser una maestra ejemplar y ayudarme en mis primeros pasos. A Inés Pérez, por ser la mejor profesora de biología que se puede tener. A los profesores del grado y máster de teleco, en especial a Ana M. Milagros Fernández-Ferreiro e Isidro Urriza.

Al personal de la cafetería del Campus Río Ebro, especialmente a Manel, Mari Jose, Charo y Sara, por ayudarme a superar los momentos difíciles de la carrera con cafés, croquetas y cervezas.

A mis compañeros del Colegio de Ingenieros y a Javier Mateo, por hacerme sentir orgullosa de ser TELECO y de esta profesión.

Me gustaría dar las gracias también a aquellas personas que me han apoyado a nivel personal.

A mis amigos de teleco, por haber compartido grandes momentos dentro y fuera del Ada Byron. Por haber soportado mis momentos de estrés muchas veces y animarme a seguir. A Manu por ser un compañero de piso genial y uno de mis mejores amigos. A Sonia, por esas cervezas después de clase y por ser una gran socia y co-desarrolladora de aplicaciones Android y, además, autora de la portada de esta tesis. A Estela y María, por sacar siempre un hueco de tiempo para tomar conmigo un café para contarnos las alegrías y las penas.

A Cecilia, y los ablteros Miguel y Víctor por tantos años juntos, tantas fiestas de Buñuel, tortillas de patata y San Fermínes. A Yolanda, por ser una gran amiga y compi de piso además de una peluquera de 10. A Estrella, por ser una amiga fiel y compartir conmigo momentos inolvidables.

A mis amigas de la Tropi (Anais, Andrea, Bea, Begoña, Laura, Leyre, Lidia, Lorena, Lydia, Lucia, Sara y Úrsula) por acogerme como una más desde el principio y compartir conmigo momentos maravillosos. Un fuerte abrazo también a sus parejas y a los más peques de la peña, Vera, Marco y Manuela.

A mis compañeros de la Banda de Música de Buñuel con los que he disfrutado de tantos conciertos y cenas y, en especial, a mis flautistas y compis de atril Patri y Olga.

A mis amigos de la resi Universitas, en especial a ‘Despojos’ y ‘Adictos a la cafeína’, por compartir conmigo las mejores fiestas universitarias. A Ana Munarriz, por estar siempre ahí, compartir los dramas de la tesis y motivarnos mutuamente.

Además, me gustaría dar las gracias a mi familia, en especial a mis padres Víctor y Esther, por haber estado siempre a mi lado y ayudarme a levantarme una y otra vez. Por creer en mí, por cuidarme, por hacerme la hija más feliz del mundo. OS QUIERO.

A mis tíos Milagros, Elena y María Pilar y a mis tíos Cristóbal, Javier y Juan Pedro, por hacerme la sobrina más afortunada del mundo al teneros. A mis primos Eloy y Roberto, por ser mis tíos mayores y cuidar de mí y, a sus parejas, Jessi y Marta, por llenar nuestras vidas de alegría. Además, a mis suegros Vicente y Pili, por apoyarme siempre y estar a mi lado durante estos 5 años. A María Pilar, mi canguro, y su familia, por hacerme sentir como en mi propia casa.

A mi pareja, Alejandro, al que quiero con locura. Gracias por hacerme sonreír todos los días y por ser, además de mi novio, mi mejor amigo. TE QUIERO.

Por último, y con todo mi corazón, a aquellos que nos han dejado demasiado pronto. A Fran Chueca y Rosa Bobe, por demostrar tanta valentía y fortaleza. Por enseñarme a no rendirme, a afrontar los problemas con una sonrisa y por haber llenado mi infancia y adolescencia de momentos que jamás olvidaré. A Félix Carrasco, por hacer que adore la filosofía y que siempre luche por conseguir mis sueños. A Javier Pelayo, miembro del Grupo de Tecnologías Fotónicas (GTF) y referente como investigador y persona.

Un abrazo a todos.

Resumen

Esta tesis se enfoca en resolver el problema de atenuación de señales de radiofrecuencia (RF) en ventanas bajo emisivas. Estas ventanas se utilizan comúnmente en arquitectura y en la industria ferroviaria y llevan capas metálicas de espesor nanométrico que mejoran la eficiencia energética al reducir la transferencia de calor. Sin embargo, estos compuestos, atenúan (40-50 dB) las señales electromagnéticas utilizadas en sistemas de comunicación como telefonía móvil y Wi-Fi.

El rango de frecuencias de interés va desde 600 MHz hasta 6 GHz e incluye las principales bandas utilizadas en la comunicación móvil actual. Esta tesis se enfoca en investigar, diseñar, y proponer soluciones que permitan mejorar la transmisión de señales de radiofrecuencia en ventanas bajo emisivas manteniendo sus propiedades térmicas.

Para ello, se ha desarrollado un modelo de multicapas basado en líneas de transmisión que permite estudiar la transmisión de señales de radiofrecuencia a través de ventanas con múltiples vidrios y cámaras de aire. En las distintas capas de estas ventanas se generan resonancias a las frecuencias utilizadas que pueden amplificar o atenuar las señales, dependiendo de la interacción entre las capas.

La investigación se centra en dos soluciones principales: superficies selectivas en frecuencia (FSS) y desbordado perimetral. Las FSS son patrones periódicos que permiten la transmisión o reflexión de ondas electromagnéticas en rangos de frecuencia específicos. Se propone el estudio teórico y experimental de distintos patrones de FSS que mantengan un compromiso entre un nivel bajo de atenuación de RF y una alta eficiencia térmica. Este trabajo también explora aplicaciones adicionales de las FSS, como la prevención de colisiones de aves con edificios acristalados mediante patrones visibles (vidrios *Bird Friendly*) o la búsqueda de mínimos de atenuación en frecuencias concretas mediante el uso de varias FSS en una misma ventana.

El desbordado perimetral conlleva retirar la capa metálica en los bordes de la ventana, lo que permite la transmisión de señales de radiofrecuencia a través de estas áreas sin afectar significativamente la apariencia visual. Se realiza el estudio teórico y experimental de estas ventanas como composición de aperturas rectangulares.

En paralelo a esta línea principal, esta tesis también aborda el desarrollo de un espectrofotómetro portátil diseñado para medir los coeficientes de transmisión y reflexión ópticos de los vidrios. Este dispositivo permitirá realizar medidas incluso en vidrios ya instalados en edificios.

Abstract

This thesis focuses on solving the problem of radio frequency (RF) signal transmission in low emissivity windows. These windows are commonly used in architecture and the railway industry and have nanometre-thick metallic layers that improve energy efficiency by reducing heat transfer. However, these coatings, attenuate (40~50 dB) electromagnetic signals used in communication systems such as mobile telephony and Wi-Fi.

The frequency range of interest goes from 600 MHz to 6 GHz and includes the main frequency bands used in current mobile communication. This thesis focuses on researching, designing, and proposing solutions to improve the transmission of radiofrequency signals through low emissivity windows while maintaining their thermal properties.

For this purpose, a multilayer model based on transmission lines has been developed to study the transmission of radio frequency signals through windows with multiple panes of glass and air chambers. The different layers of these windows generate resonances at the frequencies used that can amplify or attenuate the signals, depending on the interaction between the layers.

This thesis focuses on two main solutions: frequency selective surfaces (FSS) and uncoated perimeter glasses. FSS are periodic patterns that enable the transmission or reflection of electromagnetic waves in specific frequency ranges. Theoretical and experimental study of different FSS patterns is proposed maintaining a trade-off between low RF attenuation and high thermal efficiency. This work also explores additional applications of FSS, such as preventing bird collisions with glazed buildings by using visible patterns (Bird Friendly glazing) or the achievement of attenuation minimums at specific frequencies by using several FSS in the same window.

Uncoated perimeter glasses involve the removal of the metallic layer at the edges of the window, which allows the transmission of radio frequency signals through these areas without affecting the visual appearance. Theoretical and experimental study as a composition of rectangular slots is carried out.

In parallel to this main line, this thesis also addresses the development of a portable spectrophotometer designed to measure the optical properties of glass. This innovative device will allow precise measurements of light transmission and reflection coefficients in complete windows under different installation conditions, ensuring the uniformity and quality of the deposited coatings, even in glass already installed in buildings.

Índice

Capítulo 1. Introducción	29
1.1. Contexto y motivación	29
1.2. Objetivos	34
1.3. Fases.....	34
1.4. Organización de la memoria	35
Capítulo 2. Fundamentos teóricos.....	37
2.1. Fundamentos de electromagnetismo	37
2.1.1. Condiciones de contorno.....	39
2.1.2. Incidencia sobre planos de discontinuidad.....	40
2.2. Fundamentos de líneas de transmisión.....	52
2.2.1. Definición.....	52
2.2.2. Analogía con medios homogéneos.....	56
2.2.3. Líneas de transmisión finitas.....	56
2.2.4. Adaptación de impedancias con circuitos de líneas de transmisión	59
2.2.5. Parámetros S	60
2.3. Principio de Babinet.....	63
2.4. Fundamentos de transferencia de calor	64
2.4.1. Conducción	64
2.4.2. Convección.....	64
2.4.3. Radiación	65
2.5. Conclusiones	65
Capítulo 3. Modelo de ventana	67
3.1. Estructura	67
3.1.1. Tipos de acristalamientos	70
3.2. Comportamiento de la ventana en radiofrecuencia	71
3.3. Comportamiento térmico de la ventana	75
3.4. Software para el cálculo de la transmisión en radiofrecuencia	77

3.4.1. Interfaz de usuario.....	77
3.4.2. Principales funciones para el cálculo de las multicapas.....	79
3.5. Software para el cálculo del coeficiente de transmisión térmica	80
3.6. Conclusiones	81
Capítulo 4. Sistemas experimentales de medida.....	83
4.1. Sistema de medida	83
4.2. Post procesado: Time Gating	87
4.3. Muestras utilizadas.....	91
4.4. Técnicas de fabricación.....	93
4.4.1. Fabricación de multicapas.....	93
4.4.2. Definición de patrones	94
4.5. Conclusiones	96
Capítulo 5. Superficies selectivas en frecuencia (FSS).....	97
5.1. Fundamento teórico.....	97
5.2. Cálculo de impedancia equivalente mediante elementos finitos... ..	102
5.3. Validación del modelo de multicapas	104
5.3.1. FSS sobre vidrio monolítico.....	105
5.3.2. FSS en ventana con acristalamiento complejo	106
5.4. Diseños de FSS y su validación sobre vidrio monolítico.....	108
5.4.1. Parches	108
5.4.2. Rejilla.....	114
5.4.3. Parche circular.....	118
5.4.4. Cinco Anillos	121
5.4.5. Hexágonos.....	124
5.5. Conclusiones	126
Capítulo 6. Ventanas con FSS.....	129
6.1. Optimización de la transmisión de señales de radiofrecuencia.....	129
6.1.1. Parches	130
6.1.2. Hexágonos.....	137
6.1.3. Anillos	139
6.2. Minimización del coeficiente de transmisión térmica U.....	141

6.2.1. Parches periodicidad alta.....	141
6.2.2. Múltiples FSS.....	143
6.3. Atenuación cero a frecuencia concreta	147
6.3.1. Ventanas con dos FSS capacitivas	148
6.3.2. Ventanas con una FSS capacitiva y una FSS inductiva	155
6.4. Bird Friendly	158
6.4.1. Parches	159
6.4.2. Parches y rejilla	160
6.4.3. Círculos y parches	161
6.5. Conclusiones	164
Capítulo 7. Vidrios con desbordado perimetral	165
7.1. Estudio teórico	167
7.2. Caracterización de aperturas	169
7.2.1. Simulaciones por elementos finitos	173
7.2.2. Aplicación del modelo de multicapas	176
7.3. Medidas experimentales de ventanas	179
7.4. Coeficiente de transmisión térmica de las muestras (U)	182
7.5. Validación en caja metálica resonante	183
7.5.1. Descripción del sistema.....	184
7.5.2. Simulaciones por elementos finitos	184
7.5.3. Medidas experimentales.....	188
7.6. Conclusiones	191
Capítulo 8. Espectrofotómetro portátil	193
8.1. Contexto y estado del arte	193
8.2. Diseño y evaluación de los sistemas ópticos y mecánicos del equipo	194
8.3. Desarrollo de un prototipo de espectrofotómetro.....	196
8.3.1. Medidas preliminares	200
8.4. Caracterización de muestras en fábrica.....	201
8.5. Conclusiones	203
Capítulo 9. Conclusiones y líneas futuras.....	205
Bibliografía.....	209

Anexo I. Código C#	215
Multicapas	215
Espectrofotómetro portátil	222
Anexo II. Capas bajo emisivas	229
Anexo III. Muestras fabricadas	231
Monolíticos	231
Anexo IV. Publicaciones y congresos.....	235
Revistas	235
Estancias de investigación.....	235
Congresos internacionales.....	235
Congresos nacionales.....	236
Cursos y actividades realizadas durante el doctorado	237
Impacto industrial de la tesis.....	237

Índice de figuras

Figura 1.1 Funcionamiento de un vidrio bajo emisivo.....	30
Figura 1.2 Superficies Selectivas en Frecuencia sobre vidrio bajo emisivo ..	31
Figura 1.3 Ventana con desbordado perimetral.....	32
Figura 2.1 Incidencia normal sobre frontera dieléctrico-conductor perfecto.	41
Figura 2.2 Incidencia oblicua sobre frontera dieléctrico-conductor perfecto para polarización perpendicular	43
Figura 2.3 Incidencia oblicua sobre frontera dieléctrico-conductor perfecto para polarización paralela	45
Figura 2.4 Incidencia normal sobre frontera entre dos dieléctricos	46
Figura 2.5 Dependencia del coeficiente de reflexión con el ángulo de incidencia y la polarización	48
Figura 2.6 Incidencia oblicua sobre frontera entre dos dieléctricos para polarización perpendicular	49
Figura 2.7 Incidencia oblicua sobre frontera entre dos dieléctricos para polarización paralela	50
Figura 2.8 Esquema de línea de transmisión infinita	52
Figura 2.9 Distribución de los campos electromagnéticos y las densidades de carga y corriente en la línea de transmisión de láminas plano paralelas	53
Figura 2.10 Analogía líneas de transmisión a dieléctrico de espesor di.....	56
Figura 2.11 Esquema de línea de transmisión finita	57
Figura 2.12 Método de adaptación con un ramal	59
Figura 2.13 Método de adaptación con 2 ramales.....	59
Figura 2.14 Red de parámetros S de N puertos.....	60
Figura 2.15 Red de 2 puertos	62
Figura 2.16 Antenas complementarias según el principio de Babinet	63
Figura 3.1 Estructura general de ventana	67
Figura 3.2 Atenuación capa con 50 nm de plata en función de la frecuencia	69
Figura 3.3 Distintos tipos de acristalamiento.	71
Figura 3.4 Modelo general de multicapas	72
Figura 3.5 Ventana bajo emisiva con doble acristalamiento y FSS en cara 4	72
Figura 3.6 Modelo multicapas equivalente de una Ventana bajo emisiva con doble acristalamiento y FSS en cara 4	73
Figura 3.7 Interfaz programa multicapas	77
Figura 3.8 Atenuación de la ventana configurada para los distintos ángulos de incidencia y polarizaciones.	78
Figura 3.9 Interfaz de usuario del software CalEN	81
Figura 4.1 Esquema del sistema de medida	83
Figura 4.2 Cámara anecoica y antenas Vivaldi	84
Figura 4.3 Analizador vectorial de redes PicoVNA.....	84
Figura 4.4 Montaje para caracterización de ventanas	85
Figura 4.5 Rango dinámico del sistema de medida.....	86

Figura 4.6 Sistema de medida portátil.....	87
Figura 4.7 Esquema de técnica del time gating.....	88
Figura 4.8 Representación temporal de las señales	90
Figura 4.9 Comparación entre la señal original, la señal procesada y la señal teórica.....	91
Figura 4.10 Vidrio monolítico con FSS de tipo parche.....	91
Figura 4.11 Ventanas de triple acristalamiento y FSS	92
Figura 4.12 Combinación de varios vidrios monolíticos con y sin FSS	92
Figura 4.13 Atenuación de capas AN62, Super E y DAG66 frente al mismo acristalamiento sin capa	93
Figura 4.14 Esquema de la máquina de PVD de la facultad de Ciencias.....	94
Figura 4.15 Muestras fabricadas mediante serigrafía.....	94
Figura 4.16 Máquina de grabado láser en las instalaciones de Ariño Duglass	95
Figura 4.17 Técnica de fabricación por láser vista en microscopio	96
Figura 5.1 Tiras conductoras planas de espesor despreciable y anchura w....	98
Figura 5.2 Tiras conductoras planas en las dos direcciones de anchura w y el equivalente circuital	99
Figura 5.3 Tiras de dieléctrico de anchura w en una sola dirección y su equivalente circuital	100
Figura 5.4 Tiras de dieléctrico de anchura w en las dos direcciones (o parches cuadrados de conductor) y su equivalente circuital.....	101
Figura 5.5 Tipos de FSS según su comportamiento en frecuencia.....	102
Figura 5.6 Modelo de COMSOL para FSS	103
Figura 5.7 Resultado de la atenuación producida por una FSS de tipo parche de w = 100 μm y p = 10 mm utilizando las ecuaciones de equivalente circuital (azul) o la simulación por elementos finitos.	104
Figura 5.8 Vidrio monolítico, modelo de multicapas para un vidrio monolítico estándar y con FSS (De izda. a dcha).....	105
Figura 5.9 Atenuación vidrio monolítico con modelo teórico de multicapas.	106
Figura 5.10 Ventana doble acristalada con FSS y su modelo de multicapas equivalente	106
Figura 5.11 Medida y simulación de un doble acristalamiento con FSS de parches.....	107
Figura 5.12 Atenuación de ventana con doble acristalamiento en función del espesor de la cámara de aire	108
Figura 5.13 Atenuación de parches con w = 100 μm y p entre 1 y 15 mm..	109
Figura 5.14 Atenuación de parches de periodicidad p=10 mm y distintos valores de w	110
Figura 5.15 Atenuación de un vidrio monolítico de 4 mm con parches de p= 10 mm teniendo en cuenta la variación de la impedancia de los parches para la polarización TE (línea discontinua) y para impedancia sin variación de ángulo (línea continua).....	111

Figura 5.16 Atenuación de vidrio de 4 mm con un patrón de FSS de parches con $p = 7$ mm y $w = 50 \mu\text{m}$ FSS para diferentes ángulos y polarización TE.	112
Figura 5.17 Atenuación de vidrio de 4 mm con un patrón de FSS de parches con $p = 7$ mm y $w = 50 \mu\text{m}$ FSS para diferentes ángulos y polarización TM.	112
Figura 5.18 Sistema de medida en la cámara anechoica de la UPM	113
Figura 5.19 Resultados experimentales (línea continua) y teóricos (línea discontinua) de las distintas muestras de vidrio monolítico con los patrones de FSS explicados.....	114
Figura 5.20 Comportamiento en frecuencia de rejillas con $w = 1$ mm y distinta periodicidad de celda.....	115
Figura 5.21 Comportamiento en frecuencia de rejillas con $w = 2$ mm y distinta periodicidad de celda.....	116
Figura 5.22 Medida y simulación de atenuación de un vidrio monolítico de 4 mm con patrón de rejilla de $w = 1$ mm y $p = 5$ mm en incidencia normal... 117	117
Figura 5.23 Medida y simulación de atenuación de un vidrio monolítico de 4 mm con patrón de rejilla de $w = 2$ mm y $p = 30$ mm en incidencia normal. 117	117
Figura 5.24 Parche circular y su equivalente circuital	118
Figura 5.25 Patrón de American Bird Conservancy (ABC) frente a vidrio sin capa	119
Figura 5.26 Simulación para celda de periodicidad p fija a 20 mm y para distinto valor de radio r	120
Figura 5.27 Medida y simulación de circular patch de $r = 9$ mm.....	120
Figura 5.28 Medida y simulación de circular patch de $r = 9.8$ mm.....	121
Figura 5.29 Patrón de 5 anillos y su equivalente circuital.....	121
Figura 5.30 Comportamiento en frecuencia de patrón de anillos de ancho de línea $w=0.1$ mm y con distinto valor de periodicidad p	122
Figura 5.31 Comportamiento en frecuencia de patrón de anillos de periodicidad p igual a 7.5 mm cuando se varía el ancho de línea w	123
Figura 5.32 Medida y simulación del patrón de anillos sobre un vidrio monolítico de 4 mm	123
Figura 5.33 Patrón de hexágonos y su circuito equivalente	124
Figura 5.34 Comportamiento en frecuencia de patrón de hexágonos de periodicidad p igual a 6 mm cuando se varía el ancho de línea w	124
Figura 5.35 Comportamiento en frecuencia de patrón de hexágonos con ancho de línea w igual a 0.1 mm en función de la periodicidad de la celda.....	125
Figura 6.1 Medida de ventanas con FSS de parches con distintos w y p fabricados con serigrafía	130
Figura 6.2 Atenuación en ventanas con FSS de parches de periodicidad p para polarización TE y distintos ángulos de incidencia	131
Figura 6.3 Atenuación de ventanas con FSS de parches de periodicidad p para polarización TM y distintos ángulos de incidencia	132
Figura 6.4 Atenuación de una ventana Parches L2 para distintos ángulos de incidencia y polarización TE.....	134

Figura 6.5 Atenuación de una ventana Parches L2 para distintos ángulos de incidencia y polarización TM.....	134
Figura 6.6 Atenuación de la ventana Parches L4 para distintos ángulos de incidencia y polarización TE.....	135
Figura 6.7 Atenuación de la ventana Parches L4 para distintos ángulos de incidencia y polarización TM.....	135
Figura 6.8 Atenuación de la ventana Parches L6 para distintos ángulos de incidencia y polarización TE.....	136
Figura 6.9 Atenuación de la ventana Parches L6 para distintos ángulos de incidencia y polarización TM.....	136
Figura 6.10 Comparación de las simulaciones de ventanas con FSS de parches con la misma ventana con y sin capa bajo emisiva	137
Figura 6.11 Comparación de las simulaciones de ventanas con FSS de hexágonos con la misma ventana con y sin capa bajo emisiva	137
Figura 6.12 Comparación medida y simulación de ventana con doble acristalamiento y FSS de hexágonos en cara 4 para TE.....	138
Figura 6.13 Comparación medida y simulación de ventana con doble acristalamiento y FSS de hexágonos en cara 4 para TM.....	139
Figura 6.14 Comparación de las simulaciones de ventanas con FSS de anillos con la misma ventana con y sin capa bajo emisiva	139
Figura 6.15 Comparación medida y simulación de ventana con doble acristalamiento y FSS de anillos en cara 4 para TE	140
Figura 6.16 Comparación medida y simulación de ventana con doble acristalamiento y FSS de anillos en cara 4 para TM	140
Figura 6.17 Atenuación de la ventana Parches L10 para distintos ángulos de incidencia y para polarización TE.....	142
Figura 6.18 Atenuación de la ventana Parches L10 para distintos ángulos de incidencia y para polarización TM.....	142
Figura 6.19 Estructura de una ventana con triple acristalamiento y 3 FSS..	143
Figura 6.20 Modelo de multicapas de una ventana con triple acristalamiento y 3 FSS	143
Figura 6.21 Atenuación de ventana Triple1 y Triple2 respecto a la de sin capa	144
Figura 6.22 Medida y simulación para TE de ventana Triple1	145
Figura 6.23 Medida y simulación para TM de ventana Triple1	145
Figura 6.24 Medida y simulación para TE de ventana Triple2	146
Figura 6.25 Medida y simulación para TM de ventana Triple2	146
Figura 6.26 Ventana con triple acristalamiento y dos FSS	147
Figura 6.27 Comparación entre la ventana triple acristalada con 2 FSS de $p_1 = 2$ mm y $p_2 = 3$ mm respecto a la misma ventana con capa nanométrica y sin ella.	151
Figura 6.28 Atenuación de ventana triple acristalada con dos FSS de tipo parche de $p_1 = 2$ mm y $p_2 = 3$ mm para polarización TE.....	152
Figura 6.29 Atenuación de ventana triple acristalada con dos FSS de tipo parche de $p_1 = 2$ mm y $p_2 = 3$ mm para polarización TM.....	152

Figura 6.30 Atenuación de ventana con triple acristalamiento y dos FSS de parches con $p = 15$ mm respecto a la ventana con capa y sin capa	153
Figura 6.31 Atenuación de ventana triple acristalada con dos FSS de tipo parche de $p = 15$ mm para polarización TE	154
Figura 6.32 Atenuación de ventana triple acristalada con dos FSS de tipo parche de $p = 15$ mm para polarización TM	154
Figura 6.33 Ventanas con doble acristalamiento de referencia: sin capa (izquierda) con capa nbajo emisiva (derecha).....	155
Figura 6.34 Ventana con doble acristalamiento y 2 FSS, una capacitiva y una inductiva.....	156
Figura 6.35 Atenuación de ventana con mínimo en 5.8 GHz para polarización TE	157
Figura 6.36 Atenuación de ventana con mínimo en 5.8 GHz para polarización TM.....	157
Figura 6.37 Túnel de certificación para patrones <i>Bird Friendly</i>	158
Figura 6.38 Patrones <i>Bird Friendly</i> certificados por la American Bird Conservancy	159
Figura 6.39 Medida y simulación de ventana BF1 para polarización TE	159
Figura 6.40 Medida y simulación de ventana BF1 para polarización TM ...	160
Figura 6.41 Medida y simulación de la muestra BF2 para polarización TE	160
Figura 6.42 Medida y simulación de la muestra BF2 para polarización TM	161
Figura 6.43 Medidas muestra BF3 polarización TE.....	162
Figura 6.44 Medidas muestra BF3 polarización TM	162
Figura 6.45 Medidas muestra BF3 polarización TE para radio r equivalente a 9.8 mm.....	163
Figura 6.46 Medidas muestra BF3 polarización TM para radio r equivalente a 9.8 mm.....	163
Figura 7.1 Ventana con desbordado perimetral y su composición como una estructura de cuatro aperturas rectangulares: dos horizontales y dos verticales.	165
Figura 7.2 Esquema de una apertura rectangular horizontal y una vertical cuando son excitadas por un campo eléctrico E_y	168
Figura 7.3 Dependencia lineal de $\mathbf{PhP0}$ para un valor fijo de h	170
Figura 7.4 k_f y su línea de tendencia	170
Figura 7.5 Atenuación de rendijas de altura $h= 50$ mm y distinta longitud l respecto a la atenuación de una rendija de $l = 800$ mm.....	171
Figura 7.6 Potencia de transmisión normalizada en aperturas verticales para diferentes valores de l y sus frecuencias de corte.....	172
Figura 7.7 Modelo de COMSOL para una apertura rectangular de 800x50 mm	173
Figura 7.8 Modelo de COMSOL para una ventana con desbordado perimetral de 50 mm.....	174
Figura 7.9 Atenuación teórica (dB) para una ranura horizontal de $l=800$ mm y diferente valor de h	174
Figura 7.10 Atenuación teórica (dB) para una ranura vertical de $l=800$ mm y diferente valor de h	175

Figura 7.11 Impedancia equivalente de apertura vertical de 50x800mm.....	175
Figura 7.12 Impedancia equivalente de apertura horizontal de 75x800mm	176
Figura 7.13 Estructura de ventana con desbordado perimetral y su modelo de mult capas equivalente.....	176
Figura 7.14 Ventana con desbordado perimetral de 50 mm.....	177
Figura 7.15: Método de medida para calcular la transmisión media TH con dos rendijas horizontales (izquierda) y la transmisión media TV con dos rendijas verticales (derecha)	178
Figura 7.16 Zonas de cálculo de los coeficientes nH y nV	178
Figura 7.17 Comparación entre la simulación de la geometría del desbordado completa frente a la composición de la simulación de las aperturas.....	179
Figura 7.18 Resultado simulado y experimental de una rendija vertical de 50x800 mm en una ventana con doble acristalamiento.....	180
Figura 7.19 Resultado simulado y experimental de una rendija horizontal de 75x800 mm en una ventana con doble acristalamiento.....	181
Figura 7.20 Comparación entre la medida y la simulación de la estructura completa de una ventana con desbordado perimetral o mediante la técnica de composición de apertura respecto a una ventana de bajo emisiva convencional	182
Figura 7.21 Esquema de medida en el prototipo de vagón	184
Figura 7.22 Modelo de configuración de transmisión directa.....	185
Figura 7.23 Distribución del campo eléctrico en el modelo de transmisión directa.....	186
Figura 7.24 Modelo de transmisión en cámara metálica cerrada (vagón)....	186
Figura 7.25 Distribución del campo eléctrico en el modelo de cámara metálica cerrada.....	187
Figura 7.26 Modelo equivalente a la estructura del tren	188
Figura 7.27 Distribución del campo eléctrico en el modelo de cámara metálica seminfinita (tren).....	188
Figura 7.28 Caja metálica y posiciones de medida de la antena situada en el interior de la estructura.....	189
Figura 7.29 Medidas de atenuación en diferentes puntos de la caja metálica para una ventana con desbordado perimetral de 50 mm.	189
Figura 7.30 Medida del S ₂₁ en diferentes puntos de la caja metálica sin ventanas	190
Figura 7.31 Atenuación de una ventana con desbordado perimetral de 50 mm con el sistema de caja metálica (azul) y con cámara anechoica (naranja).....	190
Figura 7.32 Atenuación de una ventana con desbordado perimetral de 26 mm con el sistema de caja metálica (azul) y con cámara anechoica (naranja).....	191
Figura 8.1 Montaje para la medida de reflectancia y transmitancia.....	195
Figura 8.2 Trazado de rayos de la medida de transmisión.	196
Figura 8.3 Esquema de los elementos incluidos en el prototipo preindustrial de espectrofotómetro.....	197
Figura 8.4 Espectro de LED CREE serie Z [81].	197
Figura 8.5 Prototipo de laboratorio para la caracterización de vidrios.....	198

Figura 8.6 Pantalla de visualización del espectro donde se realiza el proceso de calibración y medida.	198
Figura 8.7 Pantalla de visualización de los coeficientes de reflexión y de transmisión de las muestras.....	199
Figura 8.8 Modelo 3D del prototipo preindustrial	199
Figura 8.9 Prototipo preindustrial	200
Figura 8.10 Coeficientes R y T de la muestra A con un espectrofotómetro convencional (línea discontinua) y el espectrofotómetro portátil (línea continua).....	200
Figura 8.11 Coeficientes R y T de la muestra B con un espectrofotómetro convencional (línea discontinua) y el espectrofotómetro portátil (línea continua).....	201
Figura 8.12 Uso del equipo en fábrica y en ventanas ya instaladas.	202
Figura 8.13 Medida del coeficiente de reflexión en las dos direcciones y del coeficiente de transmisión de vidrio monolítico de 6 mm.	203
Figura 8.14 Medida del coeficiente de reflexión en las dos direcciones y del coeficiente de transmisión de ventana con doble acristalamiento.....	203

Índice de tablas

Tabla 1-1 Bandas de frecuencia de telefonía móvil	30
Tabla 3-1 Parámetros de condiciones estándar	76
Tabla 4-1 Comparación de las ventanas más usadas.....	89
Tabla 5-1 Emisividad de patrones de FSS de tipo parche con ancho de línea $w = 0.1$ mm para distinto valor de periodicidad p	109
Tabla 5-2 Emisividad de patrones de FSS de tipo rejilla con ancho de línea $w = 1$ mm para distinto valor de periodicidad p	115
Tabla 5-3 Emisividad de patrones de FSS de tipo rejilla con ancho de línea $w = 2$ mm para distinto valor de periodicidad p	116
Tabla 5-4 Simulaciones FSS circulares.....	118
Tabla 5-5 FSS de anillos con ancho de línea $w = 0.1$ mm para distinto valor de periodicidad p	122
Tabla 5-6 Muestras de hexágonos según sus dimensiones y su emisividad.	125
Tabla 6-1 Ventanas con parches fabricadas con serigrafía y láser en acristalamiento V4/C12/V4.....	132
Tabla 6-2 Muestras de FSS de parches para líneas de espesor 0.1 mm	133
Tabla 6-3 Muestras de FSS de hexágonos para líneas de espesor 0.1 mm en acristalamiento 4-1-4-15-5	138
Tabla 6-4 Coeficiente térmico de la ventana de anillos fabricada y las ventanas de referencia.....	141
Tabla 6-5 Coeficiente de transmisión térmica de ventanas con doble acristalamiento y parches de periodicidad alta frente las ventanas de referencia	141
Tabla 6-6 Tabla de ventanas con FSS para minimizar U y sus valores	144
Tabla 6-7 Coeficiente de transmisión térmica de las muestras	154
Tabla 6-8 Coeficiente de transmisión térmica de las muestras	158
Tabla 6-9 Coeficiente de transmisión térmica de las muestras	164
Tabla 7-1 Comparación con otros estudios de aperturas.....	166
Tabla 7-2 Mínimos de atenuación.....	172
Tabla 7-3 Máximos de atenuación	172
Tabla 7-4 Frecuencia de corte para cada rendija vertical.....	173
Tabla 7-5 Coeficiente de transmisión térmica de ventanas con desbordado y las de referencia sin capa y con capa	183
Tabla 8-1 Comparativa con otros espectrofotómetros	194

Capítulo 1. Introducción

1.1. Contexto y motivación

La tesis doctoral que aquí se expone, se ha realizado dentro del Grupo de Tecnologías Fotónicas (GTF) de la Universidad de Zaragoza y se inició con el proyecto FOTOFREC, RETOS-Colaboración con la empresa Ariño Duglass. Este proyecto tuvo como uno de sus principales objetivos la reducción de la atenuación de señales de comunicaciones de radiofrecuencia en ventanas de trenes y edificios, a través de la investigación de superficies selectivas de frecuencias u otras soluciones que lo consigan.

En la actualidad, el vidrio sodio cálcico es el material principal utilizado en la fabricación de acristalamientos debido a su gran transparencia y estabilidad química y medioambiental[1]. Sin embargo, presenta algunos inconvenientes, como la falta de aislamiento energético, sonoro y mecánico. Estos problemas se han resuelto utilizando cámaras de aire y recubrimientos bajo emisivos diseñados para reducir la transferencia de calor entre el interior y el exterior de los edificios y vehículos.

Los recubrimientos de baja emisividad son aquellos que tienen una emisividad pequeña para emitir radiación térmica en comparación con un cuerpo negro, el cual tiene una emisividad de 1 y emite la máxima cantidad de energía posible a una temperatura dada[2], [3]. Los vidrios bajo emisivos están fabricados mediante la deposición sobre su superficie de una o varias capas nanométricas (de entre 10 a 40 nm) de material, al menos una de ellas metálica[4], [5], [6]. Para colocar esta capa nanométrica sobre el vidrio se hace uso de distintas técnicas de deposición en vacío entre las que destaca, a escala industrial, la pulverización catódica (sputtering)[7], [8], [9].

No obstante, el uso de compuestos metálicos en la producción de ventanas térmicas hace que éstas pierdan transparencia para las ondas electromagnéticas utilizadas en tecnologías de comunicación inalámbrica, como la telefonía móvil o Wi-Fi, cuyas frecuencias se encuentran en el rango de los gigahercios. En esta parte del espectro, las mult capas utilizadas para controlar las propiedades térmicas pueden generar aumentos de hasta 30-40 dB en la atenuación de la señal, lo que puede ser excesivo para el rendimiento del enlace inalámbrico y provocar la pérdida de cobertura en edificios con grandes superficies acristaladas o en vehículos[5], [10], [11], [12](Figura 1.1).

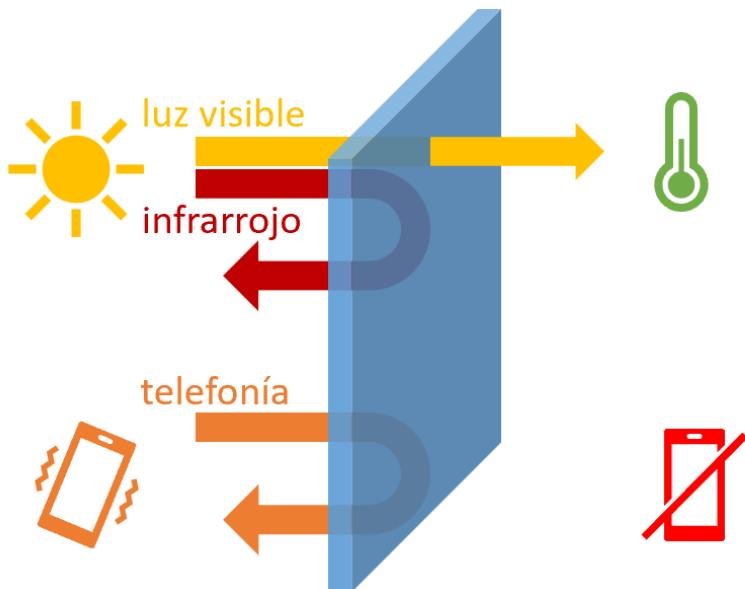


Figura 1.1 Funcionamiento de un vidrio bajo emisivo

El objetivo de esta tesis es estudiar la transmisión de señales de radiofrecuencia a través de ventanas con esta tecnología proponiendo alternativas y herramientas de diseño para controlar la atenuación de estas señales en las bandas de frecuencia de interés, es decir, de 600 MHz a 6 GHz. Este rango de frecuencias incluye las principales bandas de telefonía utilizadas actualmente (Tabla 1-1)[13], [14].

Tabla 1-1 Bandas de frecuencia de telefonía móvil

Generación	Bandas de frecuencia (MHz)
2G	900 1800
3G	900 2100
4G	800 1800 2600
5G	700 3500

Para solventar este problema se buscan soluciones que permitan mejorar la transmisión de las señales de comunicaciones móviles. Para ello, se estudian dos tipos de soluciones: las superficies selectivas en frecuencia y el desbordado perimetral.

Las superficies selectivas en frecuencia (FSS, por sus siglas en inglés) son superficies generalmente metálicas con patrones periódicos diseñados para transmitir, reflejar o absorber ondas electromagnéticas en un rango de frecuencias específico [15], [16]. Si se incorporan estos patrones en las capas metálicas de los vidrios térmicos, se pueden crear bandas de transmisión para las frecuencias de interés en las comunicaciones, aunque esto puede implicar una disminución de la eficiencia térmica de los recubrimientos dependiendo del área de capa metálica retirada(Figura 1.2).

Las FSS han sido ampliamente estudiadas anteriormente en diferentes campos de la tecnología de las comunicaciones por radiofrecuencia, habitualmente para aplicarlas a recubrimientos de radomos o apantallamiento electromagnético[15], [16], [17], [18],[19],[20].

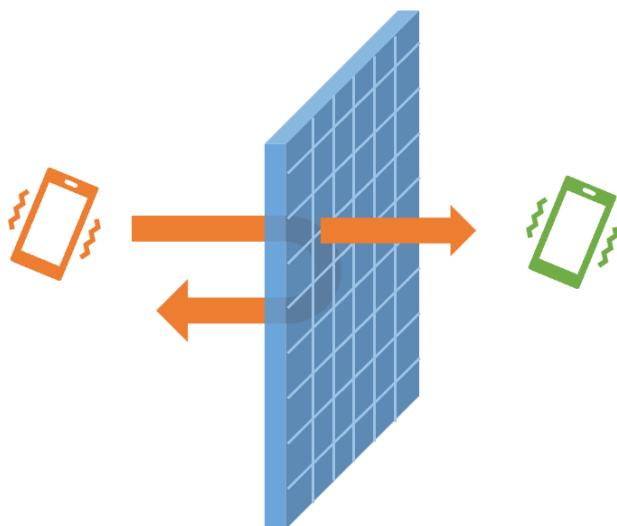


Figura 1.2 Superficies Selectivas en Frecuencia sobre vidrio bajo emisivo

Además de la capacidad de transmisión de señales de radiofrecuencia, en esta tesis se tienen también en cuenta otras consideraciones de diseño. En cuanto a restricciones de diseño, cabe señalar que debido a que se trata de vidrios de control solar y que se quiere mantener dicho comportamiento térmico, no se puede realizar cualquier patrón de FSS sin tener en cuenta el porcentaje de capa metálica retirada. Otra restricción habitual, por motivos estéticos, es que el patrón deba tener el menor impacto visual posible. Por ello, aunque pueda haber diseños idóneos desde el punto de vista de radiofrecuencia con líneas o elementos geométricos de mayor tamaño, no son adecuados dadas las dos restricciones ya señaladas.

Se ha trabajado también en el diseño de FSS para otras aplicaciones, como para evitar la colisión de aves con edificios, pues éste es uno de los principales

problemas de ventanas con recubrimientos bajo emisivos, ya que, en la actualidad, mueren cada año mil millones de aves solo en EE. UU al colisionar contra vidrios[21], [22]. Esto es debido a la transparencia, que no les permite identificar el vidrio, o a que se utilizan vidrios bajo emisivos que reflejan objetos como un árbol o el cielo y confunden a las aves.

Los vidrios *Bird Friendly* están diseñados específicamente para reducir las colisiones de aves con ventanas o edificios acristalados. Estos vidrios suelen incorporar patrones visibles para las aves, como líneas o puntos, que permiten a las aves percibir la presencia del vidrio y evitar colisiones accidentales[23], [24], [25]. Estas soluciones pueden variar en diseño y tecnología, desde patrones impresos hasta recubrimientos especiales que reflejan luz de manera diferente para hacerlos más visibles para las aves. En esta tesis se presentan algunas FSS que pueden ser visibles para las aves y que a su vez ayudan a mejorar la transmisión de radiofrecuencia.

Otra solución que puede considerarse para reducir la atenuación de las ondas electromagnéticas en la gama de frecuencias de las comunicaciones móviles es el diseño de vidrios con desbordado perimetral. En este caso, se elimina la capa metálica del borde del vidrio para permitir la transmisión de RF (Figura 1.3). Se trata de la zona de menor impacto visual, tanto por su situación como porque suele estar cubierta por alguna protección opaca no metálica al insertar la ventana en su marco.

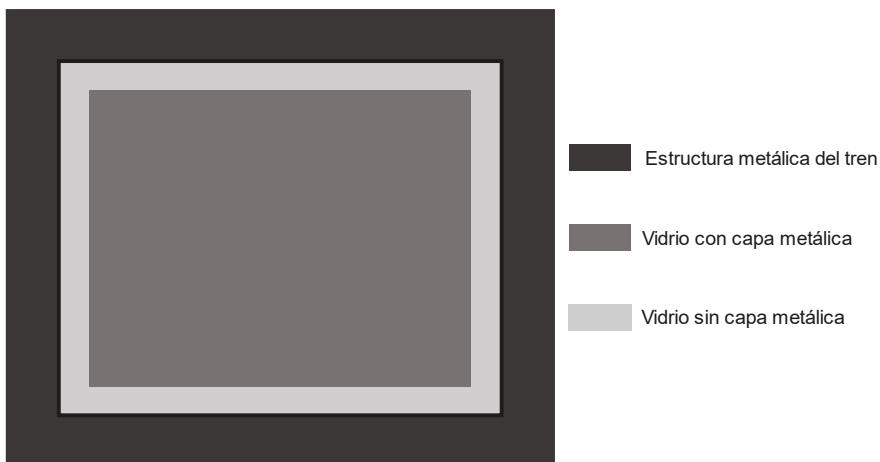


Figura 1.3 Ventana con desbordado perimetral

Al introducir estas soluciones sobre la capa nanométrica en ventanas es necesario tener en cuenta las resonancias que se producen en los distintos elementos de la ventana. Para ello, se aplicará un modelo multicapa para obtener, a partir de simulaciones, la atenuación de ventanas completas, ya que son estructuras compuestas por diferentes capas planas de vidrio y aire.

Debido a los espesores de los elementos, en el orden de las longitudes de onda utilizadas, se producen resonancias entre estas capas. Por ello, es necesario tener en cuenta este comportamiento a la hora de diseñar las distintas soluciones.

Se realizará también el estudio de estructuras multicapa con múltiples FSS para conseguir comportamientos de filtrado más avanzados. Se utilizan estos diseños con el objetivo de buscar atenuación cero a frecuencias concretas o para minimizar el coeficiente de transmisión térmica (U). Los valores de U que se exigen normalmente para ventanas de ferrocarril y arquitectura varían entre 1.1 y 1.7, por lo que debemos intentar que las soluciones escogidas cumplan este requisito[26].

En paralelo a estos estudios, surgió la necesidad de una evaluación in-situ de las características de transmisión óptica de los acristalamientos desarrollados. El problema es que, una vez colocados los vidrios en los edificios, el aspecto visual puede no ser el mismo para dos vidrios sobre los que se ha depositado una capa de las mismas características. Esto, normalmente, suele ser debido a la distinta orientación de los vidrios en la fachada. Todos los objetos se perciben de manera diferente dependiendo de la luz incidente y el ángulo de visión. Para poder comprobar de una manera objetiva que la capa tiene el mismo comportamiento, es necesario disponer de un espectrofotómetro portátil que permita medir las características de la capa de los diferentes vidrios y compararlos.

Para ello se desarrollará un sistema portátil de medición espectral de transmisión y reflexión para vidrio que se pueda utilizar en cualquier situación, incluso si el vidrio ya está instalado, para verificar el estado de las capas depositadas en el vidrio y controlar su degradación con el tiempo.

Existen abundantes ejemplos de espectrofotómetros en la literatura [27], [28], generalmente en forma de equipos de laboratorio precisos y de gran volumen y limitados a muestras de tamaño reducido. Sin embargo, no es posible encontrar un dispositivo que cumpla con los requisitos del problema bajo análisis, que exige la medida del vidrio in situ y, por tanto, un dispositivo pequeño y manejable que pueda medir cualquier tipo de ventana. Este equipo requiere de un diseño poco convencional, lo que hace necesario un estudio específico para su desarrollo.

1.2. Objetivos

El objetivo principal de esta tesis es el estudio de la transmisión de radiofrecuencia en estructuras multicapa y el desarrollo de un método que permita predecir el comportamiento de este tipo de estructuras.

Utilizando estos estudios teóricos, se buscan soluciones que permitan mejorar la transmisión de señales de radiofrecuencia en ventanas con propiedades térmicas avanzadas en trenes y edificios. Para ello, se estudian dos soluciones diferentes: las superficies selectivas en frecuencia (FSS) y el desbordado perimetral.

Cabe señalar que no cualquier solución es válida, sino que hay que tener en cuenta otros aspectos, como el coeficiente de transmisión térmica. Adicionalmente, se buscan soluciones que minimicen el impacto estético o que necesiten otros requisitos visuales como los vidrios *Bird Friendly*.

Además, un objetivo secundario es el diseño y desarrollo de un espectrofotómetro portátil que permita estudiar las propiedades de transmisión y reflexión de capas de color en el rango de visible e infrarrojo cercano.

1.3. Fases

Para cumplir los objetivos de la tesis se ha realizado el estudio teórico y experimental de las dos soluciones propuestas: las superficies selectivas en frecuencia y el desbordado.

Para ello, se han seguido las siguientes fases:

- Estudio electromagnético de superficies selectivas en frecuencia (FSS) y desbordado perimetral.
- Simulación mediante elementos finitos de vidrios con desbordado y de patrones de FSS
- Desarrollo de métodos de medida por zonas para caracterizar ventanas con desbordado
- Diseño de patrones de FSS más complejos mediante AutoCad
- FSS múltiples, FSS con aplicaciones *Bird Friendly*

En lo referente al desarrollo del espectrofotómetro portátil se ha realizado en diseño óptico, electrónico y mecánico del equipo además del software para la representación de los datos.

En este caso, el proceso ha constado de los siguientes pasos:

- Estudio del funcionamiento de otros espectrofotómetros
- Diseño óptico del sistema y desarrollo de un software básico para la obtención de las primeras medidas experimentales
- Diseño electrónico y mecánico de un primer prototipo de laboratorio
- Medidas experimentales que se comparar con medidas en un espectrofotómetro convencional
- Fabricación de la carcasa y ensamblado del prototipo

1.4. Organización de la memoria

La memoria, además de esta introducción, consta de 9 capítulos y 4 anexos.

En el capítulo 2 se presentan los fundamentos teóricos necesarios para el desarrollo de esta tesis. Se dividen en fundamentos de electromagnetismo, de líneas de transmisión, térmicos y de transmisión y reflexión ópticas.

El capítulo 3 se centra en el modelo de ventana que se estudia a lo largo de esta tesis. Para ello se introducen los distintos tipos de vidrios y acristalamientos, las capas de color y las capas bajo emisivas. Además, se presenta el modelo de multicapas y los cálculos relacionados con el coeficiente de transmisión térmica de la ventana.

En el capítulo 4 se describen los distintos montajes experimentales utilizados a lo largo de esta tesis. Además, se detalla el método de medida que luego se utiliza en el resto de los capítulos. Se describe la técnica de enventanado temporal, que se utiliza en algunas medidas para eliminar reflexiones secundarias. Por último, se presentan las muestras utilizadas en este trabajo y su proceso de fabricación.

El capítulo 5 se centra en el estudio de superficies selectivas en frecuencia (FSS). Para ello se comienza por su definición y principio de funcionamiento. Se presentan los diseños más comunes de la literatura y los que se utilizaron a lo largo de este trabajo. Se explica cómo se calcula la impedancia equivalente cuando el patrón de FSS no tiene expresiones analíticas conocidas. Además, se fabrican algunos de los patrones escogidos sobre vidrio monolítico para comprobar su comportamiento en frecuencia es el esperado.

En el capítulo 6 se realizan estudios de ventanas completas con FSS de distintos tipos y se contrastan con medidas experimentales en cámara anechoica. Se presentan diseños de ventanas con FSS según el objetivo a priorizar. Se presentan estructuras más complejas, formadas por varias FSS y pensadas para aplicaciones más avanzadas, como minimizar la atenuación en frecuencias

concretas o combinar la mejora de transmisión en RF con patrones que protejan la avifauna.

En el capítulo 7 se explica otra de las propuestas para mejorar la transmisión de señales de radiofrecuencia en ventanas bajo emisivas, los vidrios con desbordado perimetral. Podemos encontrar un estudio teórico, un estudio más detallado a partir de simulaciones por elementos finitos y unas medidas experimentales de muestras reales. Se realiza una evaluación del coeficiente de transmisión térmica de las distintas ventanas con desbordado. Además, se presenta un estudio teórico y experimental de estas ventanas en un prototipo de vagón para conocer cómo la cambia la atenuación de estas estructuras en esa situación

El capítulo 8 se centra en el diseño y desarrollo de un prototipo de espectrofotómetro portátil. Se describe el sistema, su funcionamiento y el diseño óptico y mecánico del equipo. Además, se presentan medidas de distintas ventanas con este sistema que validan el prototipo. Se muestra el sistema en fabrica y algunos resultados de medidas de ventanas ya fabricadas e instaladas.

Por último, en el capítulo 9 se presentan las conclusiones de este trabajo y se presentan las posibles líneas futuras.

La memoria consta también de cuatro anexos.

El anexo I recoge el código en C# correspondiente al programa de multicapas explicado en el capítulo 3 y del espectrofotómetro portátil del capítulo 8.

El anexo II presenta las propiedades de las capas bajo emisivas depositadas en las ventanas que se utilizan en este trabajo.

El anexo III presenta la lista de muestras fabricadas para esta tesis con sus características.

El anexo IV recoge la lista de publicaciones, congresos (nacionales e internacionales) y estancias de investigación relacionadas con esta tesis.

Capítulo 2. Fundamentos teóricos

En este capítulo se abordan los fundamentos teóricos más relevantes para el desarrollo de esta tesis. Para conocer cómo se comportan los campos electromagnéticos en las ventanas bajo emisivas, es necesario introducir los principales pilares del electromagnetismo, incluyendo las ecuaciones de Maxwell, las ecuaciones de ondas y las condiciones de contorno entre dos medios dieléctricos y entre dieléctrico y conductor.

Además, como las ventanas son estructuras multicapa equivalentes a tramos de líneas de transmisión, se describen los principales fundamentos de éstas. Se introducen los parámetros S y se explica detalladamente el proceso de adaptación de impedancias con uno y dos ramales.

Finalmente, se examinan las leyes relativas a la transferencia de calor: convección, conducción y radiación, que nos servirán para poder calcular el coeficiente de transmisión térmica de nuestras ventanas en posteriores apartados y evaluar la eficiencia energética de las distintas soluciones propuestas.

2.1. Fundamentos de electromagnetismo

Los fenómenos electromagnéticos se pueden describir a partir de las cuatro ecuaciones de Maxwell: la ley de inducción de Faraday, la ley de Ampère generalizada y las leyes de Gauss para el campo eléctrico y magnético.

$$\nabla \times \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2-1)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (2-2)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (2-3)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2-4)$$

donde \vec{E} es el vector de intensidad del campo eléctrico, \vec{H} es el vector de intensidad del campo magnético, \vec{D} es la densidad de flujo eléctrico y \vec{B} es la densidad de fujo magnético. Además, ρ y \vec{J} son las densidades de carga y de corriente eléctrica respectivamente.

A partir de las ecuaciones de Maxwell se pueden obtener las ecuaciones de ondas que describen la propagación de ondas electromagnéticas en el vacío.

Son ecuaciones diferenciales parciales que muestran cómo los campos eléctricos y magnéticos se propagan en el espacio y en el tiempo. Si hacemos el rotacional de la ley de Faraday y sustituimos $\nabla \times B$ por la ley de Ampère, obtenemos:

$$\nabla \times (\nabla \times E) = -\frac{\partial}{\partial t}(\nabla \times B) \quad (2-5)$$

Utilizando identidades vectoriales y aplicando la ley de Ampère-Maxwell, se llega a la ecuación de onda para el campo eléctrico:

$$\nabla^2 \vec{E} - \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = 0 \quad (2-6)$$

Además, si definimos $v_p = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}}$ como la velocidad de propagación

$$\nabla^2 \vec{E} - \frac{1}{v_p^2} \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = 0 \quad (2-7)$$

De manera similar, realizando el mismo proceso para el campo magnético, se puede obtener la ecuación de onda para el campo magnético:

$$\nabla^2 \vec{H} - \frac{1}{v_p^2} \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial t^2} = 0 \quad (2-8)$$

Las soluciones generales para \vec{E} y \vec{H} son ondas planas de la forma:

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = E_0 e^{i(\vec{k}\vec{r} - \omega t)} \quad (2-9)$$

$$\vec{H}(\vec{r}, t) = H_0 e^{i(\vec{k}\vec{r} - \omega t)} \quad (2-10)$$

donde E_0 y H_0 son vectores complejos que representan la amplitud y la fase inicial del campo eléctrico y magnético, respectivamente. La dirección de propagación \vec{k} es el vector de onda, cuya magnitud es $|k| = \frac{\omega}{v_p}$ siendo ω la frecuencia angular y \vec{r} es el vector de posición que indica el punto donde se está evaluando el campo eléctrico. Estas soluciones indican que tanto \vec{E} como \vec{H} son ondas electromagnéticas propagándose en un medio con velocidad de fase v_p y en la dirección \vec{k} .

Para poder resolver estas ecuaciones en regiones con distintas propiedades electromagnéticas es necesario conocer las ecuaciones de contorno que los campos \vec{E} y \vec{H} deben cumplir en la frontera entre ambos medios.

2.1.1. Condiciones de contorno

Consideramos la interfaz entre dos medios cualesquiera donde

$$\oint \vec{E} dl = E_{1t}\Delta w - E_{2t}\Delta w = 0 \quad (2-11)$$

Por tanto,

$$E_{1t} = E_{2t} \quad (2-12)$$

lo que establece que la componente tangencial de un campo \vec{E} es continua a través de una superficie de separación. Cuando los medios 1 y 2 son dieléctricos con permitividades ϵ_1 y ϵ_2 , tenemos

$$\frac{D_{1t}}{\epsilon_1} = \frac{D_{2t}}{\epsilon_2} \quad (2-13)$$

Para hallar una relación entre las componentes normales de los campos en la frontera entre dos medios, aplicamos la ley de Gauss obteniendo así:

$$\oint \vec{D} ds = \vec{a}_n(D_1 - D_2)\Delta S = \rho_s\Delta S \quad (2-14)$$

$$\vec{a}_n(D_1 - D_2) = \rho_s \quad (2-15)$$

$$D_{1n} - D_{2n} = \rho_s \quad (2-16)$$

donde \vec{a}_n es el vector normal a la superficie definida por la frontera entre dos medios.

Esta ecuación establece que la componente normal del campo \vec{D} es discontinua a través de una superficie de separación cuando existe una carga superficial y que dicha discontinuidad es igual a la densidad superficial de carga.

En cuanto a los campos magnéticos, a partir de la ley de Gauss del campo magnético podemos concluir que la componente normal de \mathbf{B} es continua a través de una superficie de separación, es decir,

$$B_{1n} = B_{2n} \quad (2-17)$$

$$\mu_1 H_{1n} = \mu_2 H_{2n} \quad (2-18)$$

La componente tangencial del campo magnético no será continua si hay una corriente superficial en la frontera de separación[29].

$$\int \vec{H}_i dl = H_1 \Delta w + H_2 (-\Delta w) = J_{sn} \quad (2-19)$$

$$H_{1t} - H_{2t} = J_{sn} \quad (2-20)$$

$$\vec{a}_n \times (H_1 - H_2) = J_s \quad (2-21)$$

2.1.2. Incidencia sobre planos de discontinuidad

Cuando una onda electromagnética que viaja en un medio incide en otro medio con una impedancia intrínseca diferente, experimenta una reflexión. En los siguientes apartados examinamos el comportamiento de una onda plana cuando incide sobre una frontera entre un dieléctrico y un conductor perfecto o entre dos medios dieléctricos.

Una onda plana uniforme es una solución particular de las ecuaciones de Maxwell donde el campo \vec{E} y \vec{H} tienen la misma dirección, magnitud y fase en infinitos planos perpendiculares a la dirección de propagación.

En sentido estricto, las ondas planas en medios sin pérdidas no existen en la práctica porque se necesitaría una fuente de extensión infinita para crearla. Si nos alejamos lo suficiente de la fuente, el frente de onda (superficie de fase constante) se vuelve casi esférico y una porción muy pequeña de la superficie de una esfera gigante es casi plana. El modelo de onda plana uniforme es una aproximación muy utilizada en la mayoría de los estudios teóricos y por ello también las utilizaremos en nuestros desarrollos.

Un problema que debemos tener en cuenta es qué ocurre cuando una onda atraviesa el vidrio y llega a la capa nanométrica metálica. Para ello debemos estudiar el cambio entre un medio dieléctrico y un conductor perfecto.

Incidencia normal sobre una frontera conductor-dieléctrico

Para simplificar el problema supondremos que la onda incidente (E_i, H_i) viaja en un medio sin pérdidas (medio 1: $\sigma_1 = 0$) y que la frontera es una interconexión con un conductor perfecto (medio 2: $\sigma_2 = \infty$). Se considerarán dos casos: incidencia normal e incidencia oblicua.

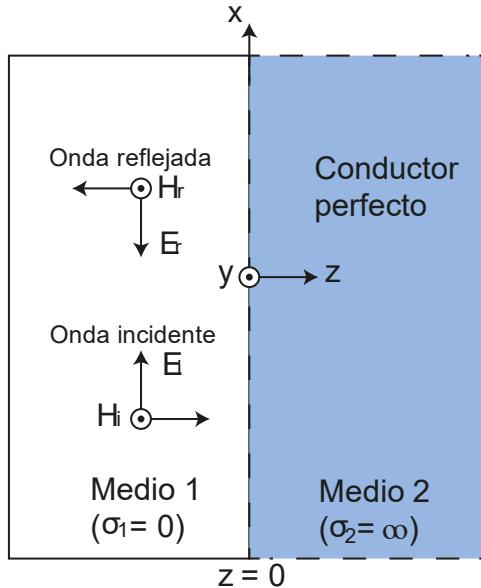


Figura 2.1 Incidencia normal sobre frontera dieléctrico-conductor perfecto.

Consideremos la situación representada en la Figura 2.1, donde una onda incidente viaja en la dirección $+z$ y la superficie de la frontera está definida por $z=0$. Los fasores de intensidad de campo eléctrico y magnético incidentes se expresan como:

$$\vec{E}_i(z) = \hat{a}_x E_{i0} e^{-j\beta_1 z} \quad (2-22)$$

$$\vec{H}_i(z) = \hat{a}_y \frac{E_{i0}}{\eta_1} e^{-j\beta_1 z} \quad (2-23)$$

Donde E_{i0} es la magnitud de E_i en $z = 0$ y β_1 y η_1 son la constante de fase y la impedancia intrínseca, respectivamente, del medio 1. Se observa que el vector de Poynting de la onda incidente, está en la dirección \hat{a}_z que es la dirección de propagación. La variable z es negativa en el medio 1. Dentro del medio 2 (un conductor perfecto), tanto los campos eléctricos como los magnéticos se desvanecen, $E_2 = 0, H_2 = 0$; por lo tanto, ninguna onda se transmite a través de la frontera hacia la región $z>0$. La onda incidente se refleja, dando lugar a una onda reflejada (E_r, H_r). La intensidad del campo eléctrico reflejado puede escribirse como

$$\vec{E}_r(z) = \hat{a}_x E_{r0} e^{j\beta_1 z} \quad (2-24)$$

donde el signo positivo en el exponente indica que la onda reflejada viaja en la dirección $-z$. La intensidad total del campo eléctrico en el medio 1 se puede expresar como:

$$\vec{E}_1(z) = \vec{E}_i(z) + \vec{E}_r(z) = \hat{a}_x(E_{i0}e^{-j\beta_1 z} + E_{r0}e^{j\beta_1 z}) \quad (2-25)$$

La condición de continuidad de la componente tangencial del campo eléctrico en el plano $z = 0$ implica que

$$\vec{E}_1(0) = \hat{a}_x(E_{i0} + E_{r0}) = \vec{E}_2(0) \quad (2-26)$$

y, por tanto, $E_{r0} = -E_{i0}$. La ecuación anterior pasa a ser

$$\vec{E}_1(z) = \hat{a}_x E_{i0} (e^{-j\beta_1 z} - e^{+j\beta_1 z}) = -\hat{a}_x j 2 E_{i0} \sin(\beta_1 z) \quad (2-27)$$

La intensidad del campo magnético de la onda reflejada $\vec{H}_r(z)$ está relacionado con la del campo eléctrico $\vec{E}_r(z)$ a través de la siguiente ecuación

$$\vec{H}_r(z) = \frac{1}{\eta_1} (-\hat{a}_z) \times \vec{E}_r(z) = -\frac{\hat{a}_y}{\eta_1} E_{r0} e^{j\beta_1 z} = \frac{\hat{a}_y}{\eta_1} 2 E_{i0} e^{j\beta_1 z} \quad (2-28)$$

La intensidad total del campo magnético en el medio 1 es:

$$\vec{H}_1(z) = \vec{H}_i(z) + \vec{H}_r(z) = \frac{\hat{a}_y 2 E_{i0}}{\eta_1} \cos(\beta_1 z) \quad (2-29)$$

Incidencia oblicua sobre una frontera conductor-dieléctrico

Cuando una onda plana uniforme incide oblicuamente sobre una superficie plana conductora, el comportamiento de la onda reflejada depende de la polarización de la onda incidente. Para ser específicos sobre la dirección de E_i definimos un plano de incidencia como el plano que contiene el vector que indica la dirección de propagación de la onda incidente y la normal a la superficie límite. Dado que una E_i polarizada en una dirección arbitraria siempre puede descomponerse en dos componentes (una perpendicular y otra paralela al plano de incidencia), consideramos estos dos casos por separado. El caso general se obtiene superponiendo los resultados de los dos casos de componentes.

Se define como polarización perpendicular (también como TE) aquella cuya dirección del campo \vec{E} es perpendicular al plano de incidencia, como se muestra en la Figura 2.2.

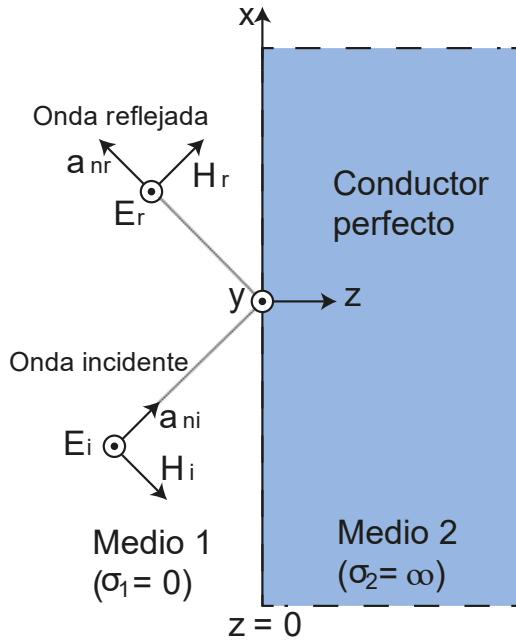


Figura 2.2 Incidencia oblicua sobre frontera dieléctrico-conductor perfecto para polarización perpendicular

Teniendo en cuenta que

$$\hat{a}_{ni} = \hat{a}_x \sin(\theta_i) + \hat{a}_z \cos(\theta_i) \quad (2-30)$$

donde θ_i es el ángulo de incidencia medido desde la normal hasta el plano frontera entre los dos medios.

$$\vec{E}_i(x, y) = \hat{a}_y E_{io} e^{-j\beta_1 a_{ni} \cdot R} = \hat{a}_y E_{io} e^{-j\beta_1 (x \sin \theta_i + z \cos \theta_i)} \quad (2-31)$$

$$\vec{H}_i(x, y) = \frac{1}{\eta_1} [\hat{a}_{ni} \times \vec{E}_i(x, y)] \quad (2-32)$$

$$\vec{H}_i(x, y) = \frac{E_{io}}{\eta_1} (-\hat{a}_x \cos \theta_i + \hat{a}_z \sin \theta_i) e^{-j\beta_1 (x \sin \theta_i + z \cos \theta_i)} \quad (2-33)$$

En cuanto a la onda reflejada,

$$\hat{a}_{nr} = \hat{a}_x \sin(\theta_r) - \hat{a}_z \cos(\theta_r) \quad (2-34)$$

donde θ_r es el ángulo de reflexión. El campo \vec{E}_r

$$\vec{E}_r(x, y) = E_{io} e^{-j\beta_1 (x \sin \theta_r + z \cos \theta_r)} \quad (2-35)$$

En el plano z = 0, el campo eléctrico debe hacerse 0. Por tanto,

$$\vec{E}_1(x, 0) = \vec{E}_l(x, 0) + \vec{E}_r(x, 0) \quad (2-36)$$

$$\vec{E}_1(x, 0) = \hat{a}_y (E_{io} e^{-j\beta_1 x \sin \theta_i} E_{r0} e^{-j\beta_1 x \sin \theta_r}) \quad (2-37)$$

Para que esta relación se cumpla para todos los valores de x, se debe cumplir que tanto las intensidades del campo eléctrico incidente y reflejado, como sus fases, sean iguales, es decir, $E_{ro} = E_{io}$ y $\theta_{ro} = \theta_{io}$. Esta última relación, que afirma que el ángulo de reflexión es igual al ángulo de incidencia, se conoce como ley de Snell de la reflexión.

El campo magnético $\vec{H}_r(x, y)$, es

$$\vec{H}_r(x, z) = \frac{1}{\eta_1} [\hat{a}_{nr} \times \vec{E}_r(x, z)] \quad (2-38)$$

$$\vec{H}_r(x, z) = \frac{E_{io}}{\eta_1} (-\hat{a}_x \cos \theta_i - \hat{a}_z \sin(\theta_i)) e^{-j\beta_1 (x \sin \theta_i - z \cos \theta_i)} \quad (2-39)$$

El campo total (eléctrico y magnético) será por tanto la suma de los campos incidente y reflejado. Por tanto $\vec{E}_1(x, z)$ es

$$\vec{E}_1(x, z) = \vec{E}_l(x, z) + \vec{E}_r(x, z) \quad (2-40)$$

$$\vec{E}_1(x, z) = \hat{a}_y E_{io} (e^{-j\beta_1 z \cos \theta_i} - e^{-j\beta_1 z \cos \theta_i}) e^{-j\beta_1 x \sin \theta_i} \quad (2-41)$$

$$\vec{E}_1(x, z) = -\hat{a}_y j 2 E_{io} \sin(\beta_1 z \cos \theta_i) e^{-j\beta_1 x \sin \theta_i} \quad (2-42)$$

Y $\vec{H}_1(x, z)$ es,

$$\begin{aligned} \vec{H}_1(x, z) = & -\frac{2E_{io}}{\eta_1} [\hat{a}_x \cos \theta_i \cos(\beta_1 z \cos \theta_i) e^{-j\beta_1 x \sin \theta_i} \\ & + \hat{a}_z j \sin \theta_i \sin(\beta_1 z \cos \theta_i) e^{-j\beta_1 x \sin \theta_i}] \end{aligned} \quad (2-43)$$

estas expresiones se pueden sacar algunas conclusiones:

- En la dirección normal a la frontera (dirección z), los campos E_{1y} y H_{1x} mantienen patrones de onda estacionaria.
- En la dirección paralela a la frontera (dirección x), E_{1y} y H_{1x} están tanto en fase temporal como espacial y se propagan con una velocidad de fase.

- La onda que se propaga en la dirección x es una onda plana no uniforme porque su amplitud varía con z.

Se conoce como polarización paralela (o TM), aquella que en la que cuando una onda plana uniforme incide con un ángulo θ_i , \vec{E}_i es paralelo al plano de incidencia y \vec{H}_i es perpendicular a dicho plano.

Los fasores de intensidad de campo eléctrico y magnético incidente y reflejados en el medio 1 son:

$$\vec{E}_i(x, z) = E_{io}(\hat{a}_x \cos \theta_i - \hat{a}_z \sin \theta_i) e^{-j\beta_1(x \sin \theta_i + z \cos \theta_i)} \quad (2-44)$$

$$\vec{H}_i(x, z) = \hat{a}_y \frac{E_{io}}{\eta_1} e^{-j\beta_1(x \sin \theta_i + z \cos \theta_i)} \quad (2-45)$$

Y, los de la onda reflejada,

$$\vec{E}_r(x, z) = E_{ro}(\hat{a}_x \cos \theta_i - \hat{a}_z \sin \theta_i) e^{-j\beta_1(x \sin \theta_r - z \cos \theta_r)} \quad (2-46)$$

$$\vec{H}_r(x, z) = \hat{a}_y \frac{E_{ro}}{\eta_1} e^{-j\beta_1(x \sin \theta_r - z \cos \theta_r)} \quad (2-47)$$

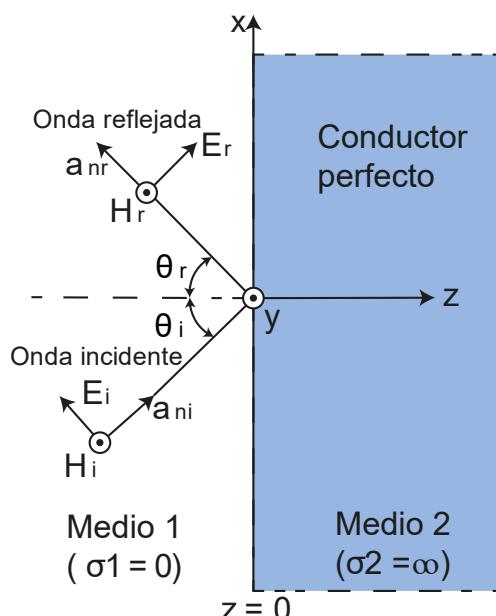


Figura 2.3 Incidencia oblicua sobre frontera dieléctrico-conductor perfecto para polarización paralela

Incidencia normal sobre una frontera dieléctrica

Cuanto tenemos ventanas formadas por distintos vidrios y cámaras de aire, la onda viaja de un medio dieléctrico a otro de permitividad diferente. Por ello, debemos estudiar la incidencia normal y oblicua entre estos tipos de frontera.

Consideremos la situación de la Figura 2.4, en la que la onda incidente viaja en la dirección $+z$ y la superficie límite es el plano $z = 0$. Suponemos que los dos medios son sin pérdidas. Los fasores de intensidad de los campos eléctrico y magnético incidentes son

$$\vec{E}_i(z) = \hat{a}_x E_{i0} e^{-j\beta_1 z} \quad (2-48)$$

$$\vec{H}_i(z) = \frac{\hat{a}_y E_{i0}}{\eta_1} e^{-j\beta_1 z} \quad (2-49)$$

Debido al cambio de medio en $z = 0$, parte de la onda incidente es reflejada de nuevo al medio 1 y parte es transmitida al medio 2.

Los fasores de los campos de la onda reflejada $\vec{E}_r(z)$ y $\vec{H}_r(z)$, y transmitida $\vec{E}_t(z)$ y $\vec{H}_t(z)$ son:

$$\vec{E}_r(z) = \hat{a}_x E_{r0} e^{j\beta_1 z} \quad (2-50)$$

$$\vec{H}_r(z) = \frac{-\hat{a}_y E_{r0}}{\eta_1} e^{j\beta_1 z} \quad (2-51)$$

$$\vec{E}_t(z) = \hat{a}_x E_{t0} e^{-j\beta_2 z} \quad (2-52)$$

$$\vec{H}_t(z) = \frac{-\hat{a}_y E_{t0}}{\eta_2} e^{-j\beta_2 z} \quad (2-53)$$

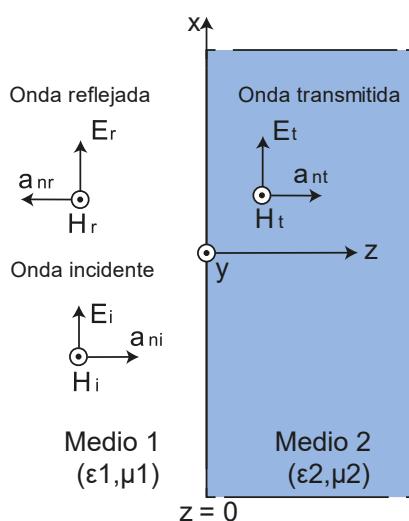


Figura 2.4 Incidencia normal sobre frontera entre dos dieléctricos

En el plano $z = 0$ debe haber continuidad en las intensidades de los campos eléctrico y magnético, es decir,

$$E_{i0} + E_{r0} = E_{t0} \quad (2-54)$$

$$H_{i0} + H_{r0} = H_{t0} \rightarrow \frac{1}{\eta_1} (E_{i0} - E_{r0}) = \frac{E_{t0}}{\eta_2} \quad (2-55)$$

Si resolvemos estas ecuaciones y calculamos los coeficientes de reflexión y transmisión, tenemos:

$$\Gamma = \frac{E_{r0}}{E_{i0}} = \frac{\eta_2 - \eta_1}{\eta_2 + \eta_1} \quad (2-56)$$

$$\tau = \frac{E_{t0}}{E_{i0}} = \frac{2\eta_2}{\eta_2 + \eta_1} \quad (2-57)$$

La relación entre estos coeficientes es:

$$1 + \Gamma = \tau \quad (2-58)$$

Incidencia oblicua sobre una frontera dieléctrica

Suponemos ahora que una onda plana uniforme incide oblicuamente sobre una frontera dieléctrica plana, el comportamiento de las ondas reflejada y transmitida depende de la polarización de la onda incidente.

Para ser específicos sobre la dirección de E_i definimos un plano de incidencia como el plano que contiene el vector que indica la dirección de propagación de la onda incidente y la normal a la superficie límite. Dado que una E_i polarizada en una dirección arbitraria siempre puede descomponerse en dos componentes (una perpendicular y otra paralela al plano de incidencia), consideramos estos dos casos por separado. El caso general se obtiene superponiendo los resultados de los dos casos de componentes.

Una onda plana incide de manera oblicua con un ángulo de incidencia θ_i en frontera entre dos medios dieléctricos. Suponemos que estos medios son sin pérdidas. Estos medios vienen definidos por una permitividad y permeabilidad concretas, siendo ϵ_1, μ_1 las del medio 1 y ϵ_2, μ_2 las del medio 2.

Como en el caso de la incidencia normal, debido a la discontinuidad los medios, una parte de la onda incidente es reflejada y otra es transmitida. Como las ondas incidente y reflejada se propagan en el medio 1 con la misma velocidad de fase v_{p1} , se debe cumplir que $\theta_r = \theta_i$, como indica la ley de Snell de la reflexión.

A partir de esta condición se obtiene,

$$\frac{\sin \theta_t}{\sin \theta_i} = \frac{v_{p1}}{v_{p2}} = \sqrt{\frac{\epsilon_{r1}}{\epsilon_{r2}}} = \frac{\beta_1}{\beta_2} = \frac{n_1}{n_2} = \frac{\eta_2}{\eta_1} \quad (2-59)$$

donde n_1 y n_2 son los índices de refracción de los medios 1 y 2 respectivamente y η_2 y η_1 son las impedancias características de cada medio.

Si definimos las ondas TE como aquellas en las que el campo eléctrico es perpendicular al plano de incidencia (polarización perpendicular), y las ondas TM como aquellas en las que el campo eléctrico está en el plano de incidencia (polarización paralela), las impedancias de las capas de acristalamiento pueden ser sustituidas por impedancias equivalentes para considerar el efecto del ángulo de incidencia, como se ha contado en la sección anterior.

Para la polarización TE, el coeficiente de reflexión (y por tanto la atenuación de la señal que atraviesa la ventana) aumenta monótonamente con el ángulo. Sin embargo, la onda TM tendrá un mínimo de reflexión y atenuación cuando el ángulo de incidencia sea igual al ángulo de Brewster:

$$\theta_B = \text{atan} \left(\frac{\eta_2}{\eta_1} \right) \quad (2-60)$$

que es de $69,5^\circ$ para la interfaz aire-vidrio (considerando un índice de refracción de 2.68 para el vidrio a 1 GHz) como se muestra en la Figura 2.5.

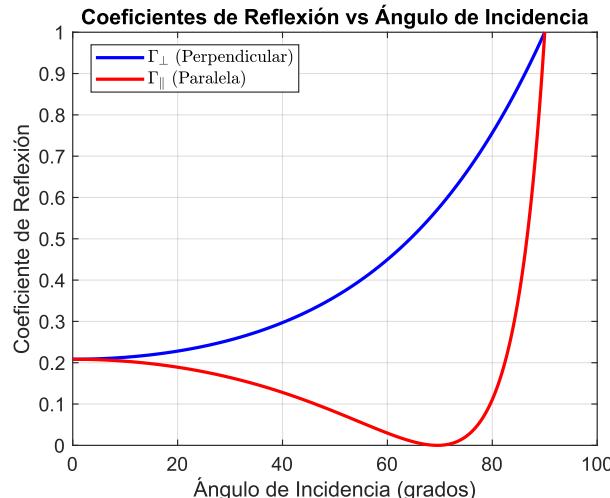


Figura 2.5 Dependencia del coeficiente de reflexión con el ángulo de incidencia y la polarización

Para el caso de polarización perpendicular tenemos la situación de la Figura 2.6,

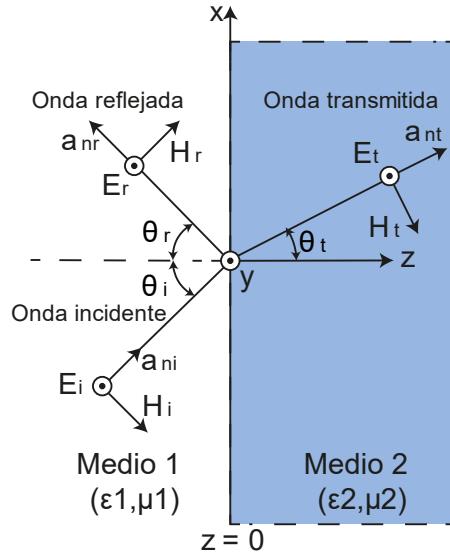


Figura 2.6 Incidencia oblicua sobre frontera entre dos dieléctricos para polarización perpendicular

Teniendo en cuenta que

$$\hat{a}_{ni} = \hat{a}_x \sin(\theta_i) + \hat{a}_z \cos(\theta_i) \quad (2-61)$$

Los fasores de intensidad de campo eléctrico y magnético de la onda incidente en el medio 1 son

$$\vec{E}_i(x, y) = \hat{a}_y E_{io} e^{-j\beta_1 a_{ni} \cdot R} = \hat{a}_y E_{io} e^{-j\beta_1 (x \sin \theta_i + z \cos \theta_i)} \quad (2-62)$$

$$\vec{H}_i(x, y) = \frac{1}{\eta_1} [\hat{a}_{ni} \times \vec{E}_i(x, y)] \quad (2-63)$$

$$\vec{H}_i(x, y) = \frac{E_{io}}{\eta_1} (-\hat{a}_x \cos \theta_i + \hat{a}_z \sin \theta_i) e^{-j\beta_1 (x \sin \theta_i + z \cos \theta_i)} \quad (2-64)$$

En cuanto a la onda reflejada,

$$\hat{a}_{nr} = \hat{a}_x \sin(\theta_r) - \hat{a}_z \cos(\theta_r) \quad (2-65)$$

donde θ_r es el ángulo de reflexión. Los campos eléctrico y magnético de la onda reflejada son:

$$\vec{E}_r(x, z) = \hat{a}_y E_{ro} e^{-j\beta_1 (x \sin \theta_r + z \cos \theta_r)} \quad (2-66)$$

$$\vec{H}_r(x, z) = \frac{E_{ro}}{\eta_1} (-\hat{a}_x \cos \theta_r + \hat{a}_z \sin(\theta_r)) e^{-j\beta_1 (x \sin \theta_r - z \cos \theta_r)} \quad (2-67)$$

En el medio 2, los fasores de intensidad de campo eléctrico y magnético de la onda transmitida son

$$\vec{E}_t(x, z) = \hat{a}_y E_{to} e^{-j\beta_2(x \sin \theta_t + z \cos \theta_t)} \quad (2-68)$$

$$\vec{H}_t(x, z) = \frac{E_{to}}{\eta_2} (-\hat{a}_x \cos \theta_t + \hat{a}_z \sin(\theta_t)) e^{-j\beta_2(x \sin \theta_t - z \cos \theta_t)} \quad (2-69)$$

Dado que en el plano $z = 0$, se debe cumplir que las componentes tangenciales de los campos eléctrico y magnético se conservan. Por tanto,

$$\beta_1 x \sin \theta_i = \beta_1 x \sin \theta_r = \beta_2 x \sin \theta_t \quad (2-70)$$

$$E_{i0} + E_{r0} = E_{t0} \quad (2-71)$$

A partir de estas relaciones se pueden obtener los coeficientes de transmisión y reflexión, que se conocen como los coeficientes de Fresnel

$$\Gamma_{\perp} = \frac{E_{r0}}{E_{i0}} = \frac{\eta_2 \cos \theta_i - \eta_1 \cos \theta_t}{\eta_2 \cos \theta_i + \eta_1 \cos \theta_t} \quad (2-72)$$

$$\tau_{\perp} = \frac{E_{t0}}{E_{i0}} = \frac{2 \eta_2 \cos \theta_i}{\eta_2 \cos \theta_i + \eta_1 \cos \theta_t} \quad (2-73)$$

Y que vienen relacionadas por la siguiente expresión

$$1 + \Gamma_{\perp} = \tau_{\perp} \quad (2-74)$$

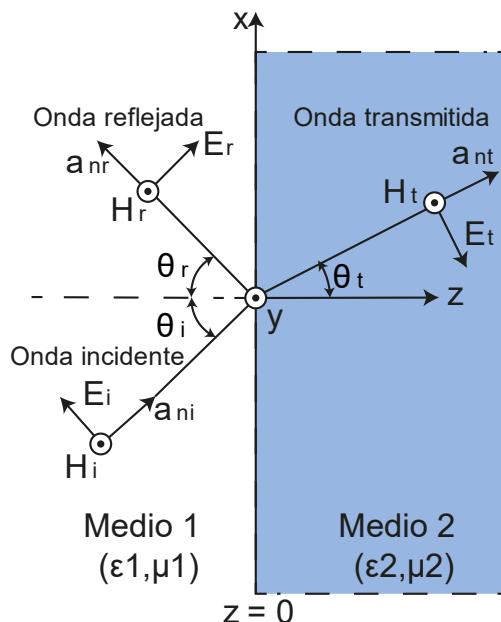


Figura 2.7 Incidencia oblicua sobre frontera entre dos dieléctricos para polarización paralela

Si tenemos polarización paralela (Figura 2.7), los fasores de las intensidades de campo eléctrico y magnético de las ondas incidente y reflejada en el medio 1 son

$$\vec{E}_i(x, z) = E_{io}(\hat{a}_x \cos \theta_i - \hat{a}_z \sin \theta_i) e^{-j\beta_1(x \sin \theta_i + z \cos \theta_i)} \quad (2-75)$$

$$\vec{H}_i(x, z) = \hat{a}_y \frac{E_{io}}{\eta_1} e^{-j\beta_1(x \sin \theta_i + z \cos \theta_i)} \quad (2-76)$$

$$\vec{E}_r(x, z) = E_{ro}(\hat{a}_x \cos \theta_i - \hat{a}_z \sin \theta_i) e^{-j\beta_1(x \sin \theta_r - z \cos \theta_r)} \quad (2-77)$$

$$\vec{H}_r(x, z) = \hat{a}_y \frac{E_{ro}}{\eta_1} e^{-j\beta_1(x \sin \theta_r - z \cos \theta_r)} \quad (2-78)$$

Los fasores de los campos eléctrico y magnético en el medio 2 son,

$$\vec{E}_t(x, z) = E_{to}(\hat{a}_x \cos \theta_t - \hat{a}_z \sin \theta_t) e^{-j\beta_2(x \sin \theta_t - z \cos \theta_t)} \quad (2-79)$$

$$\vec{H}_t(x, z) = \hat{a}_y \frac{E_{to}}{\eta_2} e^{-j\beta_2(x \sin \theta_t - z \cos \theta_t)} \quad (2-80)$$

Dado que se debe cumplir nuevamente la continuidad de los componentes tangenciales de E y H en $z = 0$, se vuelve a obtener la relación entre las distintas ondas mediante las leyes de Snell. Los coeficientes de reflexión y transmisión para esta polarización son:

$$\Gamma_{\parallel} = \frac{E_{r0}}{E_{io}} = \frac{\eta_2 \cos \theta_t - \eta_1 \cos \theta_i}{\eta_2 \cos \theta_t + \eta_1 \cos \theta_i} \quad (2-81)$$

$$\tau_{\parallel} = \frac{E_{t0}}{E_{io}} = \frac{2\eta_2 \cos \theta_i}{\eta_2 \cos \theta_t + \eta_1 \cos \theta_i} \quad (2-82)$$

Se puede observar que la relación entre los coeficientes de reflexión y transmisión para la polarización perpendicular y paralela es la misma si sustituimos η por η_{eq} .

$$\eta \rightarrow \eta_{eq} \begin{cases} \eta_{eq\perp} = \frac{\eta}{\cos \theta} \\ \eta_{eq\parallel} = \eta \cos \theta \end{cases} \quad (2-83)$$

$$\Gamma = \frac{\eta_{2eq} - \eta_{1eq}}{\eta_{2eq} + \eta_{1eq}} \quad (2-84)$$

2.2. Fundamentos de líneas de transmisión

En esta tesis se van a resolver estructuras mult capas formadas por varias capas de dieléctricos, como son las de ventanas con múltiples vidrios y cámaras de aire. Como se demostrará posteriormente, el problema de resolver una estructura multicapa es análogo a resolver un circuito de líneas de transmisión y, por tanto, debemos introducir los principales fundamentos de estas.

2.2.1. Definición

Una línea de transmisión es un sistema formado por dos conductores y un dieléctrico (o vacío) entre ellos. Para desarrollar el modelo de línea de transmisión se utilizará la línea de láminas planoparalelas, ya que se trata del modelo más sencillo. En este modelo supondremos que los conductores (medio 1) y el dieléctrico (medio 2) que forman la línea de transmisión son ideales ($R = 0$ y $G = 0$) y que la anchura de las láminas es mucho mayor que la separación entre ellas ($u \gg h$).

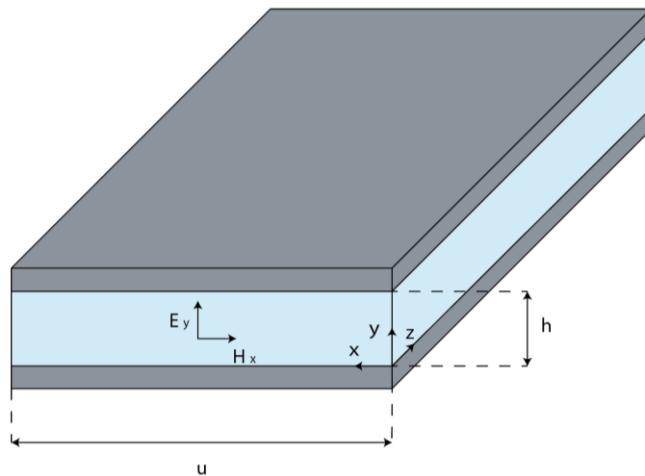


Figura 2.8 Esquema de línea de transmisión infinita

Supongamos que la línea es excitada por una onda electromagnética plana y uniforme que se propaga en la dirección z , con campo eléctrico E_y y campo magnético H_x .

$$\vec{E} = \hat{a}_y E_y = a_y E_0 e^{-\gamma z} \quad (2-85)$$

Para el caso de línea sin pérdidas, $\gamma = j\beta$

$$\vec{E} = \hat{a}_y E_y = a_y E_0 e^{-j\beta z} \quad (2-86)$$

$$\vec{H} = \hat{a}_x H_x = -\frac{E_0}{\eta} \hat{x} \quad (2-87)$$

donde β es la constante de propagación y η la impedancia intrínseca de la línea. Asumiendo láminas de conductor perfecto y dieléctrico sin pérdidas, en las láminas de conductor se cumple que,

$$E_{1t} = E_{1x} = 0 \quad (2-88)$$

$$H_{1n} = H_{1y} = 0 \rightarrow B_{1n} = 0 \quad (2-89)$$

lo que verifica las condiciones de contorno. Estas condiciones conllevan la existencia de densidades superficiales de corriente y carga por el conductor.

En $y = 0$ (conductor superior), $\hat{a}_n = \hat{a}_y$

$$\begin{aligned} \rho_{sl} &= \epsilon E_y = \epsilon E_0 e^{-j\beta z} \\ \vec{J}_{sl} &= -\hat{a}_z H_x = \hat{a}_z \frac{E_0}{\eta} e^{-j\beta z} \end{aligned} \quad (2-90)$$

En $y = h$ (conductor inferior), $\hat{a}_n = -\hat{a}_y$

$$\begin{aligned} \rho_{su} &= -\epsilon E_y = -\epsilon E_0 e^{-j\beta z} \\ \vec{J}_{su} &= H_x = \hat{a}_z \frac{E_0}{\eta} e^{-j\beta z} \end{aligned} \quad (2-91)$$

Estas ecuaciones indican que las corrientes superficiales y las cargas en los platos conductores varían sinusoidalmente con z como ocurre con E_y y H_x .

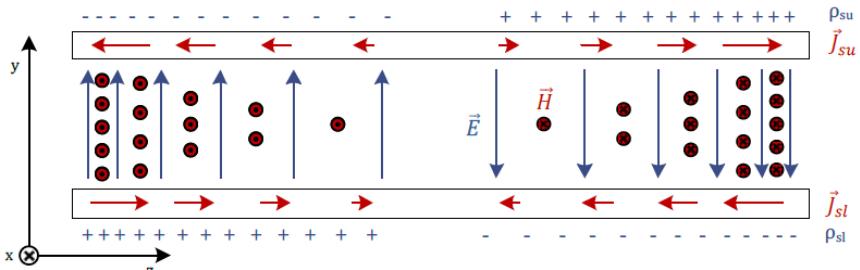


Figura 2.9 Distribución de los campos electromagnéticos y las densidades de carga y corriente en la línea de transmisión de láminas planas paralelas

Los fasores \vec{E} y \vec{H} satisfacen las ecuaciones de Maxwell:

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \quad (2-92)$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\vec{E} \quad (2-93)$$

Como \vec{H} es igual a H_x y \vec{E} es igual a E_y , tenemos que

$$\frac{dE_y}{dz} = j\omega\mu H_x \quad (2-94)$$

$$\frac{dH_x}{dz} = j\omega\epsilon E_y \quad (2-95)$$

Como E_y y H_x son fasores que sólo dependen de z , si integramos las expresiones anteriores a lo largo del dieléctrico, es decir, de 0 a h , tenemos

$$\int_0^h E_y dy = j\omega\mu \int_0^h H_x dy \quad (2-96)$$

O lo que es lo mismo

$$-\frac{dV(z)}{dz} = j\omega\mu J_{su}(z)h = j\omega L I(z) \quad (2-97)$$

Donde $V(z)$ es la diferencia de voltaje entre las placas conductoras, $I(z)$ es la corriente que circula por el conductor superior y L es la inductancia por unidad de longitud de la línea de transmisión.

$$\frac{d}{dz} \int_0^u H_x dy = j\omega\epsilon \int_0^u E_y dx \quad (2-98)$$

$$-\frac{dI(z)}{dz} = j\omega\epsilon E_y(z)u = j\omega C V(z) \quad (2-99)$$

$$C = \epsilon \frac{u}{h} \quad (2-100)$$

Donde C es la capacitancia por unidad de longitud de la línea de transmisión de placas plano-paralelas.

Las ecuaciones (2-97)y (2-98) constituyen las ecuaciones de la línea de transmisión con dependencia armónica en el tiempo y pueden combinarse para obtener las ecuaciones diferenciales de segundo grado de los fasores $V(z)$ e $I(z)$.

$$-\frac{d^2V(z)}{dz^2} = -\omega^2 L C V(z) \quad (2-101)$$

$$-\frac{d^2I(z)}{dz^2} = -\omega^2 L C I(z) \quad (2-102)$$

La solución de estas ecuaciones es, para ondas propagándose en la dirección z,

$$V(z) = V_0 e^{-j\beta z} \quad (2-103)$$

$$I(z) = I_0 e^{-j\beta z} \quad (2-104)$$

donde β es la constante de fase (rad/m) y viene dada por la siguiente expresión:

$$\beta = \omega \sqrt{LC} = \omega \sqrt{\mu\epsilon} \quad (2-105)$$

Además, la relación entre V_0 e I_0 es

$$Z_0 = \frac{V(z)}{I(z)} = \frac{V_0}{I_0} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2-106)$$

En la expresión anterior, Z_0 es la impedancia intrínseca de la línea de transmisión y se mide en ohmios (Ω). Representa la relación entre el voltaje y la corriente en cualquier punto de la línea y es constante a lo largo de toda la línea. Determina cómo se comportan las señales en la línea y es una propiedad importante para que las señales se transmitan eficientemente sin reflexiones significativas. Como en nuestro caso la línea de placas planoparalelas no tiene pérdidas, la impedancia es igual a la impedancia intrínseca del dieléctrico (η) modificada según las dimensiones de la línea.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{h}{u} \eta \quad (2-107)$$

La velocidad de propagación v_p en una línea de transmisión es

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (2-108)$$

Que es igual a la velocidad de fase de una onda plana TEM propagándose en un medio dieléctrico.

Cualquier línea de transmisión, independientemente de su geometría, puede sustituirse por un circuito equivalente con sus correspondientes ondas de tensión e intensidad y su impedancia Z_0 .

A su vez, las ecuaciones unidimensionales de tensión e intensidad tienen una forma análoga a las ecuaciones de campo eléctrico y magnético de una onda plana uniforme propagándose por un medio de impedancia intrínseca $\eta = Z_0$. Esto permite hacer una analogía directa entre la propagación en líneas de transmisión y en medios dieléctricos homogéneos.

2.2.2. Analogía con medios homogéneos

Según las conclusiones del apartado anterior, una onda plana propagándose por un dieléctrico homogéneo de espesor d e impedancia intrínseca η es equivalente a la propagación en una línea de transmisión de longitud d e impedancia característica $Z_0 = \eta$.

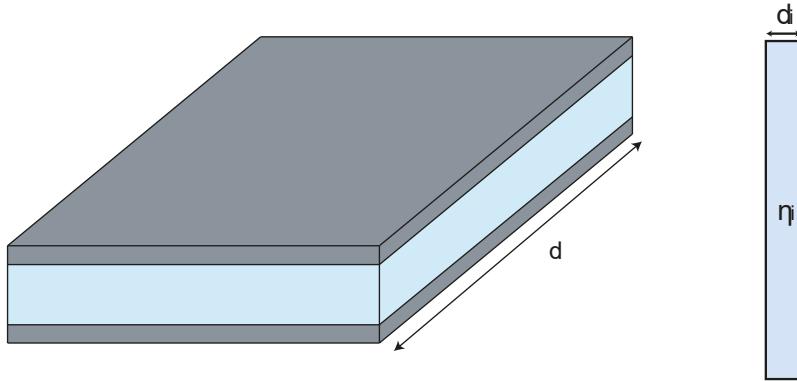


Figura 2.10 Analogía líneas de transmisión a dieléctrico de espesor d

En el problema que tratamos de resolver, una ventana con varias capas (múltiples vidrios y cámaras de aire) es equivalente a un conjunto de líneas de transmisión de longitud igual al espesor de cada capa d_i . Por ello, se pueden utilizar las ecuaciones de líneas de transmisión para calcular la atenuación total de la ventana, como se explicará en el capítulo siguiente.

2.2.3. Líneas de transmisión finitas

En una línea de transmisión sin pérdidas, suponiendo propagación en el sentido positivo del eje z , existen ondas de tensión e intensidad definidas como:

$$V(z) = V^+(z) + V^-(z) = V_0^+ e^{-j\beta z} + V_0^- e^{j\beta z} \quad (2-109)$$

$$I(z) = I^+(z) + I^-(z) = I_0^+ e^{-j\beta z} + I_0^- e^{j\beta z} \quad (2-110)$$

Si suponemos que la línea de transmisión es infinita, solo se produce la propagación en el sentido $+z$, es decir,

$$V(z) = V_0^+ e^{-\beta z} \quad (2-111)$$

$$I(z) = I_0^+ e^{-\beta z} \quad (2-112)$$

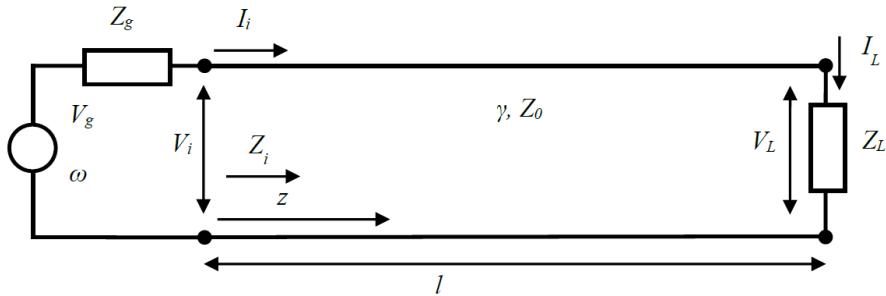


Figura 2.11 Esquema de línea de transmisión finita

Consideremos ahora una línea de transmisión finita con impedancia característica Z_0 y que termina en una impedancia de carga arbitraria Z_L como en la Figura 2.11. En este caso hay en los dos sentidos excepto si la línea está adaptada. La condición de adaptación en una línea de transmisión se logra cuando la impedancia de entrada Z_i es igual a la impedancia característica Z_0 . Esta condición garantiza la ausencia de ondas reflejadas independientemente del valor de Z_L o de la longitud de la línea l . Un caso particular de adaptación es que la impedancia de carga sea Z_L sea igual a Z_0 , pero en general no es así y se necesitan técnicas para conseguir esta condición.

En ausencia de adaptación, se producirán ondas de voltaje y corriente reflejadas donde Γ es el coeficiente de reflexión en voltaje de la impedancia de carga Z_L y es el cociente de las amplitudes de las ondas de voltaje reflejada e incidente.

Dadas β y Z_0 características de la línea de longitud l , tenemos cuatris incógnitas V_0^+ , V_0^- , I_0^+ e I_0^- en las ecuaciones (2-108)(2-109). Estas cuatro variables no son independientes ya que deben satisfacer dichas ecuaciones en $z = 0$ y $z = l$.

Para $z = l$, tenemos:

$$V(l) = V^+(l) + V^-(l) = V_0^+ e^{-j\beta l} + V_0^- e^{j\beta l} \quad (2-113)$$

$$\begin{aligned} I(l) &= I^+(l) + I^-(l) = I_0^+ e^{-j\beta l} + I_0^- e^{j\beta l} \\ &= \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-j\beta l} + \frac{V_0^-}{Z_0} e^{j\beta l} \end{aligned} \quad (2-114)$$

Al resolver estas ecuaciones tenemos,

$$V_0^+ = \frac{1}{2}(V_L + I_L Z_0) e^{j\beta l} = \frac{I_L}{2} (Z_L + Z_0) e^{j\beta l} \quad (2-115)$$

$$V_0^- = \frac{1}{2}(V_L - I_L Z_0) e^{j\beta l} = \frac{I_L}{2} (Z_L - Z_0) e^{-j\beta l} \quad (2-116)$$

La amplitud de la onda de voltaje reflejada V_0^- normalizada a la onda de voltaje incidente V_0^+ se conoce como el coeficiente de reflexión (de voltaje) Γ , que es el equivalente al explicado en el apartado de reflexión entre dos medios dieléctricos.

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2-117)$$

Por otro lado, si sustituimos las expresiones anteriores en $V(z)$ e $I(z)$:

$$V(z) = \frac{I_L}{2}(Z_L + Z_0)e^{j\beta(l-z)} + \frac{I_L}{2}(Z_L - Z_0)e^{-j\beta(l-z)} \quad (2-118)$$

$$I(z) = \frac{I_L}{2Z_0}(Z_L + Z_0)e^{j\beta(l-z)} - \frac{I_L}{2Z_0}(Z_L - Z_0)e^{-j\beta(l-z)} \quad (2-119)$$

Si nombramos $l - z$ como z' , que es la distancia atrás desde la carga:

$$V(z') = \frac{I_L}{2}[(Z_L + Z_0)e^{j\beta(z')} + (Z_L - Z_0)e^{-j\beta(z')}] \quad (2-120)$$

$$I(z') = \frac{I_L}{2Z_0}[(Z_L + Z_0)e^{j\beta(z')} - (Z_L - Z_0)e^{-j\beta(z')}] \quad (2-121)$$

Aplicando las relaciones

$$e^{j\beta(z')} + e^{-j\beta(z')} = 2 \cos(j\beta z) \quad (2-122)$$

$$e^{j\beta(z')} - e^{-j\beta(z')} = 2jsi n(j\beta z) \quad (2-123)$$

tenemos

$$V(z') = I_L(Z_L \cos j\beta z' + Z_0 j \sin j\beta z') \quad (2-124)$$

$$I(z') = \frac{I_L}{Z_0}(jZ_L \sin j\beta z' + Z_0 \cos j\beta z') \quad (2-125)$$

que pueden usarse para calcular el voltaje y la corriente en cualquier punto de la línea de transmisión. El cociente $\frac{V(z')}{I(z')}$ es la impedancia mirando hacia la carga desde una distancia z' a la carga. Por tanto, en el extremo del generador ($z' = l$ o $z = 0$) la impedancia de entrada de una línea de transmisión Z_i viene dada por:

$$Z_i = Z(z' = l) = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + jZ_L \tan \beta l} \quad (2-126)$$

Si no tenemos condición de adaptación, podemos usar diferentes técnicas para conseguir que la impedancia de entrada sea igual a la de la línea. Entre los métodos más utilizados de adaptación de impedancias se encuentran los basados en adaptación mediante ramales cortocircuitados o *stub matching*.

2.2.4. Adaptación de impedancias con circuitos de líneas de transmisión

Lograr la adaptación es útil ya que equivale a reflexión cero que es algo que nos puede interesar luego en las ventanas con la RF.

La técnica de adaptación con un ramal consiste en añadir un ramal terminado en cortocircuito en paralelo con la línea de transmisión original. Para adaptar una impedancia de carga arbitraria a una línea de transmisión se coloca un ramal cortocircuitado en paralelo de longitud l , como se muestra en la Figura 2.12.

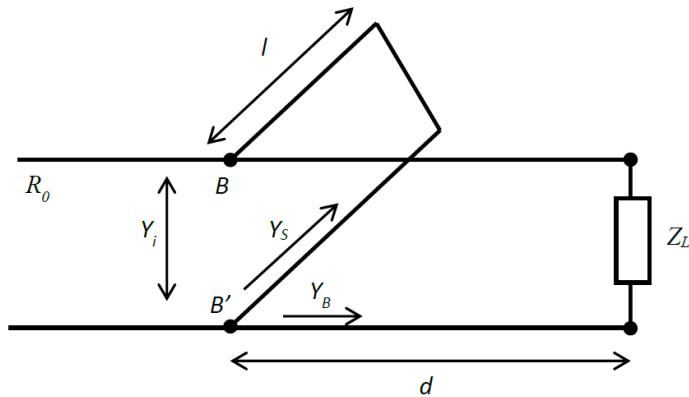


Figura 2.12 Método de adaptación con un ramal

Por ello, para conseguir la adaptación, la longitud d tiene que ser aquella que haga que la parte real de y_B sea 1 y la longitud del ramal l tiene que ser aquella que cancele la parte imaginaria. El método de adaptación con dos ramales se caracteriza por utilizar dos ramales cortocircuitados de longitudes arbitrarias l_A y l_B a una distancia d_1 y d_2 fijas a la carga Z_L . Al igual que en el caso de 1 ramal, al tratarse de conexiones en paralelo, es más sencillo trabajar con las admitancias que con las impedancias. En este caso la distancia d_0 está fijada como condición del problema, y los dos grados de libertad son las longitudes l_A y l_B .

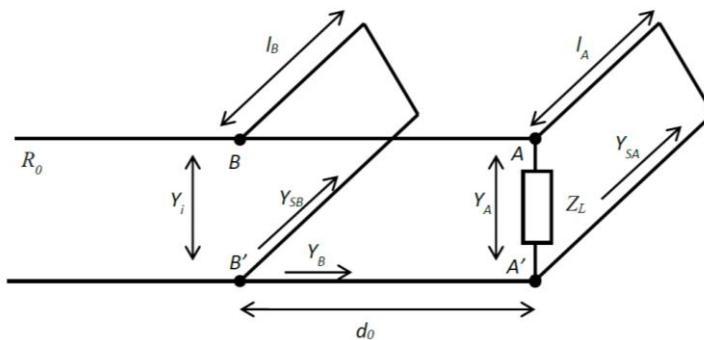


Figura 2.13 Método de adaptación con 2 ramales

Debido a que se puede estudiar una estructura multicapa como un conjunto de líneas de transmisión, se pueden utilizar herramientas y parámetros que son comúnmente utilizados en este ámbito y que facilitan el estudio de la estructura. Además, dado que medir voltajes y corrientes en frecuencias de microondas es complicado, en lugar de medir estos valores directamente, se mide la magnitud y fase de las ondas del sistema. Esto hace que conceptos tradicionales como voltaje, corriente, impedancia y admitancia sean menos útiles. Para resolver este problema, utilizamos la matriz de dispersión (o matriz S), que se basa en las medidas de ondas incidentes, reflejadas y transmitidas, y proporciona una representación más precisa de cómo se comporta el sistema a estas frecuencias altas [30], [31].

2.2.5. Parámetros S

Los parámetros de dispersión o parámetros S son los coeficientes de reflexión y transmisión entre la onda incidente y la reflejada. Estos parámetros describen completamente el comportamiento de un dispositivo bajo condiciones lineales en un determinado rango de frecuencia. Cada parámetro es caracterizado por magnitud, ganancias o pérdidas en decibelios (dB), y fase. A pesar de ser aplicables a cualquier frecuencia, los parámetros S son usados principalmente para redes que operan en radiofrecuencia (RF) y frecuencias de microondas. En general, para redes prácticas, los parámetros S cambian con la frecuencia a la que se miden, razón por la cual se debe especificar la frecuencia para cualquier medición de parámetros S, junto con la impedancia característica o la impedancia del sistema.

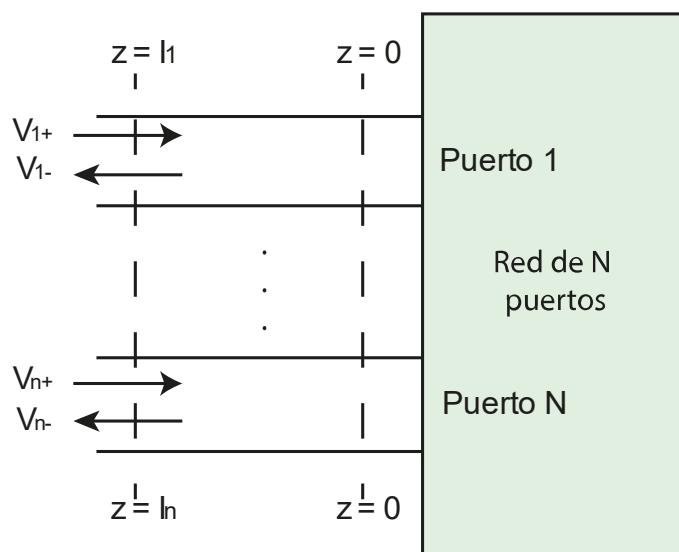


Figura 2.14 Red de parámetros S de N puertos

Consideremos un circuito general de N puertos como el de Figura 2.14, donde Z_{0i} es la impedancia característica del puerto i y, V_i^- y V_i^+ representan las ondas de tensión incidente y reflejada en este puerto. Para poder obtener relaciones de potencia físicamente significativas en términos de amplitudes de onda, debemos definir un nuevo conjunto de amplitudes de onda

$$a_i = \frac{V_i^+}{\sqrt{Z_{0i}}} \quad (2-127)$$

$$b_i = \frac{V_i^-}{\sqrt{Z_{0i}}} \quad (2-128)$$

donde a_i representa la onda incidente en el puerto i y b_i la onda reflejada por ese puerto. Estas ondas se pueden relacionar entre sí, a través de la matriz de parámetros S:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \dots \\ b_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ S_{N1} & S_{N2} & \dots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \dots \\ a_N \end{bmatrix} \quad (2-129)$$

donde el elemento i,j de la matriz de dispersión es:

$$S_{ij} = \frac{b_i}{a_j} = \frac{V_i^- \sqrt{Z_{0j}}}{V_j^+ \sqrt{Z_{0i}}} \quad (2-130)$$

La matriz de parámetros S permite clasificar los circuitos en función de sus propiedades. En nuestro caso, los circuitos serán siempre recíprocos, es decir, con $S_{ij} = S_{ji}$ y pasivos, $|S_{ij}| < 1$.

La descripción de los parámetros es la siguiente:

Sii: Coeficiente de reflexión a la entrada o coeficiente de reflexión directa.

Sji: Coeficiente de transmisión directa o ganancia con la tensión directa.

Sjj: Coeficiente de reflexión a la salida o coeficiente de reflexión inversa.

Sji: Coeficiente de transmisión o ganancia con la tensión inversa

Si nos centramos en redes de dos puertos, que son las que se utilizaran a lo largo de este proyecto, la matriz de dispersión referida a Z_0 será,

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2-131)$$

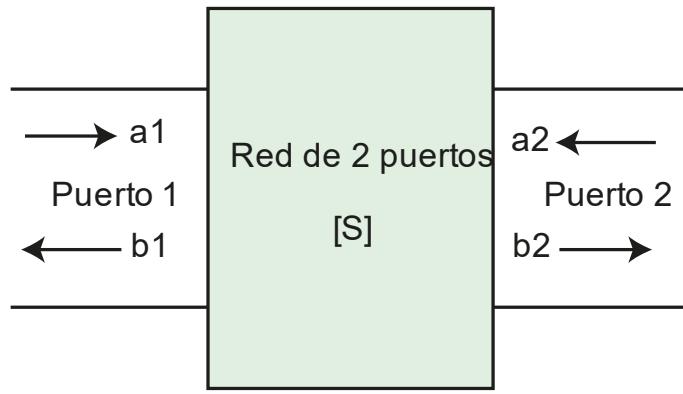


Figura 2.15 Red de 2 puertos

Consideremos una red de dos puertos conectados a un generador Z_g y una carga Z_L y la matriz de parámetros S referida a Z_0 en todos los accesos.

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{in}}{1 - \Gamma_{in}} \quad (2-132)$$

El coeficiente de reflexión presentado por el circuito en el puerto 1, Γ_{in_1} , se define como

$$\Gamma_{in_1} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{\frac{V_1 - Z_{01}I_1}{2\sqrt{Z_{01}}}}{\frac{V_1 + Z_{01}I_1}{2\sqrt{Z_{01}}}} \quad (2-133)$$

Y el coeficiente de reflexión presentado por el circuito en el puerto 2, Γ_{in_2} , es

$$\Gamma_{in_2} = \frac{V_2^-}{V_2^+} = \frac{b_2}{a_2} = \frac{\frac{V_2 - Z_{02}I_2}{2\sqrt{Z_{02}}}}{\frac{V_2 + Z_{02}I_2}{2\sqrt{Z_{02}}}} \quad (2-134)$$

Estos coeficientes de reflexión vienen a su vez definidos como,

$$\Gamma_{in_i} = \frac{Z_{in} - Z_{0i}}{Z_{in} + Z_{0i}} \rightarrow Z_{in} = Z_{0i} \frac{1 + \Gamma_{in}}{1 - \Gamma_{in}} \quad (2-135)$$

Ahora bien, Z_{in} depende de la carga Z_L conectada en el puerto 2 del cuadripolo. Para obtener Γ_{in} en función de Z_L y $[S]$. Puesto que

$$\Gamma_{in} = \frac{b_1}{a_1} \begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{cases} \quad (2-136)$$

$$\Gamma_L = \frac{a_2}{b_2} \rightarrow a_2 = b_2 \Gamma_L \quad (2-137)$$

Sustituyendo a_2 en la ecuación para b_2 ,

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}b_2\Gamma_L \quad (2-138)$$

$$b_2 = \frac{S_{21}a_1}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (2-139)$$

$$a_2 = \frac{S_{21}\Gamma_L a_1}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (2-140)$$

Si ahora sustituimos este resultado para a_2 en la ecuación para b_1 ,

$$b_1 = \left(S_{11} + \frac{S_{21}\Gamma_L S_{12}}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right) a_1 \quad (2-141)$$

el coeficiente de reflexión a la entrada es, por tanto,

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (2-142)$$

2.3. Principio de Babinet

El principio de Babinet proporciona una perspectiva unificadora para el análisis de la interacción de ondas electromagnéticas con estructuras periódicas y aperturas en el contexto de la radiofrecuencia. Este principio establece que el campo difractado por un objeto es complementario al campo difractado por el objeto complementario[31]. Aplicado a la teoría de superficies selectivas de frecuencia (FSS) y aperturas (desbordado perimetral), este principio facilita la correlación entre los patrones de difracción observados en estos elementos[32]. En el diseño y análisis de estructuras de RF, entender esta relación permite predecir y optimizar el comportamiento de estos elementos.

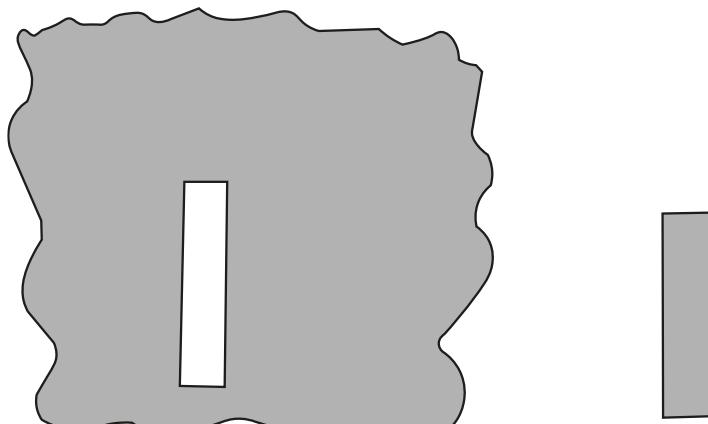


Figura 2.16 Antenas complementarias según el principio de Babinet

2.4. Fundamentos de transferencia de calor

Hay tres formas distintas en las que el calor puede pasar de una fuente a un receptor, aunque la mayoría de los casos se basan en la combinación en dos o tres mecanismos. Estas son conducción, convección y radiación [33], [34].

2.4.1. Conducción

Los fundamentos de la conducción del calor se establecieron hace más de un siglo y se atribuyen generalmente a Fourier. En numerosos sistemas en los que interviene el flujo, como el flujo térmico, el flujo de fluidos o el flujo eléctrico, se ha observado que la cantidad de flujo es directamente proporcional a un potencial impulsor e inversamente proporcional a las resistencias aplicadas al sistema.

La conductividad térmica es una propiedad que mide la capacidad que tienen los materiales para conducir calor. Dos vidrios que se están tocando se pasan calor por conducción. Una manera de disminuir este efecto en ventanas es añadiendo cámaras de aire ya que tiene menos coeficiente de conducción térmica que el vidrio.

2.4.2. Convección

El modo de transferencia de calor por convección consta de dos mecanismos: el movimiento molecular aleatorio (difusión) y el movimiento macroscópico del fluido.

Este movimiento del fluido está asociado al hecho de que, en cualquier instante, un gran número de moléculas se mueven colectivamente o como agregados.

Este movimiento, en presencia de un gradiente de temperatura, contribuye a la transferencia de calor. Dado que las moléculas del agregado conservan su movimiento aleatorio, la transferencia total de calor se debe entonces a una superposición de transporte de energía por el movimiento aleatorio de las moléculas y por el movimiento en masa del fluido.

Las partículas de gases como el aire se mueven y transportan calor por convección. Por ello, cuanto mayores son las cámaras aire de los acristalamientos mayor es la transmisión de calor por convección.

2.4.3. Radiación

La radiación térmica es la energía emitida por la materia que se encuentra a una temperatura distinta de cero. La radiación puede proceder de superficies sólidas, de líquidos y de gases. Independientemente de la forma de la materia, la emisión puede atribuirse a cambios en las configuraciones electrónicas de los átomos o moléculas constituyentes.

La energía del campo de radiación se transporta mediante ondas electromagnéticas (o, alternativamente, fotones). Mientras que la transferencia de energía por conducción o convección requiere la presencia de un medio material, la radiación no. De hecho, la transferencia por radiación se produce con mayor eficacia en el vacío.

La emisividad ϵ_1 proporciona una medida de la eficacia con la que una superficie emite energía en relación con un cuerpo negro y que está siempre entre 0 y 1. Teniendo en cuenta dos superficies paralelas enfrentadas que tienen emisividades respectivas ϵ_1 y ϵ_2 en una longitud de onda determinada, una cierta fracción de la radiación pasará de una superficie a la otra.

2.5. Conclusiones

En este capítulo se han revisado los fundamentos teóricos esenciales para el desarrollo de la tesis.

Se han abordado los principios fundamentales del electromagnetismo, como las ecuaciones de Maxwell, las ecuaciones de ondas y las condiciones de contorno entre distintos medios, necesarios para comprender el comportamiento de los campos electromagnéticos en las ventanas bajo emisivas.

Además, se ha establecido la relación entre estas ventanas y las estructuras multicapa equivalentes a líneas de transmisión, describiendo sus fundamentos y detallando los procesos de adaptación de impedancias con uno y dos ramales, así como la introducción de los parámetros S.

Finalmente, se han examinado las leyes de la transferencia de calor, como la convección, la conducción y la radiación, las cuales serán fundamentales para calcular el coeficiente de transmisión térmica de las ventanas y evaluar su eficiencia energética en capítulos posteriores.

Capítulo 3. Modelo de ventana

Este capítulo se centra en explicar la estructura general que tendrán las ventanas utilizadas en el marco de esta tesis y el modelo teórico que se utilizará para estudiarlas. Para ello se describirán los elementos que las constituyen y se estudiará su comportamiento en radiofrecuencia, su comportamiento térmico y su comportamiento óptico.

3.1. Estructura

Las ventanas que se utilizan en arquitectura y automoción están formadas por uno o varios paneles de vidrio y una o más cámaras de aire. Además, sobre los vidrios pueden ir depositadas capas de espesor nanométrico que les proporcionan propiedades avanzadas. Estas capas nanométricas pueden mejorar su comportamiento térmico (bajo emisivos o control solar), proporcionarles unas cualidades de color o cualidades específicas de visibilidad para proteger a la avifauna.

De esta manera, la estructura de una ventana puede describirse como una estructura de multicapas, cuyas capas pueden ser vidrio, aire o capas nanométricas. La ventana tiene por tanto la siguiente estructura de multicapas (Figura 3.1)

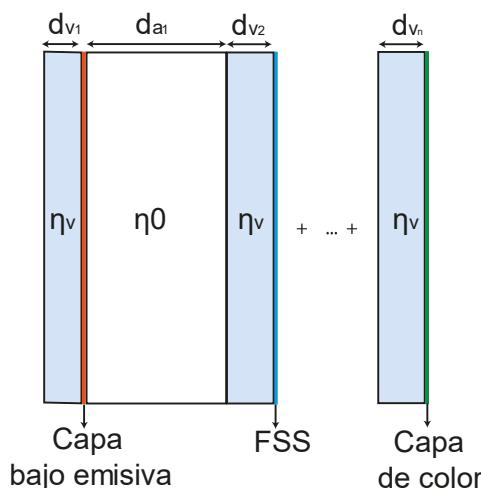


Figura 3.1 Estructura general de ventana

Donde η_v y η_a son las impedancias de vidrio y aire respectivamente, d_{v_i} son los espesores de los distintos vidrios y d_{a_i} son los espesores de las distintas

cámaras de aire que forman la estructura. En naranja se muestran las caras donde hay depositadas capas bajoemisivas, en azul aquellas que además llevan FSS sobre dichas capas y en verde las que tienen capas que otorgan características de color y, que, en nuestro modelo, se consideran de espesor cero. Además, al no llevar compuestos metálicos no afectan a la transmisión de señales de radiofrecuencia.

El vidrio utilizado es habitualmente sodocálcico con una constante dieléctrica de 7.2 en el rango de MHz y GHz y una tangente de pérdidas de $70 \cdot 10^{-4}$.

Los recubrimientos de baja emisividad son neutros en color y transparentes, y proporcionan un aislamiento térmico reforzado con un alto aprovechamiento de la energía solar. Están basados en capas metálicas con propiedades de alta reflexión en el infrarrojo.

Estas capas son de espesor nanométrico y se depositan sobre los vidrios mediante pulverización catódica de alto vacío (PVD) o *sputtering*, con el fin de mejorar la eficiencia energética de los habitáculos. Estas capas de control solar o bajoemisivas están compuestas están compuestas por SnO₂, Ag y Ti. La plata es el componente principal para permitir el aislamiento térmico, pero también impide el paso de las ondas móviles[4], [7], [35], [36] [37].

La capa SnO₂ se coloca como capa barrera, tanto con el vidrio para evitar migraciones, como con el aire para evitar daños en la capa de plata. Sin embargo, entre la plata y el óxido de estaño es necesario poner otra capa barrera, ya que si no el propio oxígeno del SnO₂ oxidaría la capa. Para esta capa protectora se suele usar titanio. El titanio no aporta nada más allá de la separación entre dichas capas, por lo que siempre se ajustan las capas para que sea lo mínimo indispensable. Los recubrimientos más utilizados a lo largo de esta tesis son los de plata, como DAG66 y también AN62 y SuperE [38] (Anexo II).

Se ha simulado el comportamiento de una capa nanométrica de espesor 50 nm de plata para conocer su atenuación entre 0.6 – 6 GHz a partir de la fórmula de la impedancia de la plata (η_{Ag}).

$$\eta_{Ag} = \sqrt{\frac{2\pi f \mu_0}{\sigma}} \quad (3-1)$$

donde μ_0 es la permeabilidad magnética en el vacío, σ es la conductividad eléctrica del material y f es la frecuencia. La atenuación introducida por el material viene dada por dos factores principales, la absorción (α) y la reflexión (Γ):

$$\alpha = \sqrt{\pi} f \sigma \mu_0 \quad (3-2)$$

$$\Gamma = \left(\frac{\eta_{Ag} - \eta_0}{\eta_{Ag} + \eta_0} \right)^2 \quad (3-3)$$

El coeficiente de transmisión T y la atenuación en dB son, por tanto:

$$T = (1 - |\Gamma|^2) e^{-2\alpha d} \quad (3-4)$$

$$At_R \text{ (dB)} = -10 * \log_{10}(1 - |\Gamma|^2) \quad (3-5)$$

Si comparamos la contribución de ambos factores en dB tenemos, por un lado, la absorción A, según el espesor del material d, y por otro la atenuación debida a reflexión At_R , obtenida a partir del coeficiente de reflexión:

$$A(\text{dB}) = 8.68 \cdot d \cdot \alpha \quad (3-6)$$

$$At_R \text{ (dB)} = -10 * \log_{10}(1 - |\Gamma|^2) \quad (3-7)$$

Se puede observar como la atenuación está cerca de los 40 dB. Como la impedancia del buen conductor disminuye con la raíz de la frecuencia, el coeficiente de reflexión también va disminuyendo, ya que depende de la diferencia de impedancias [29]. Para estos espesores de material y en las frecuencias de interés es mucho mayor el efecto de la reflexión que el de la absorción. La atenuación es, por tanto, debida a reflexión en esta capa nanométrica.

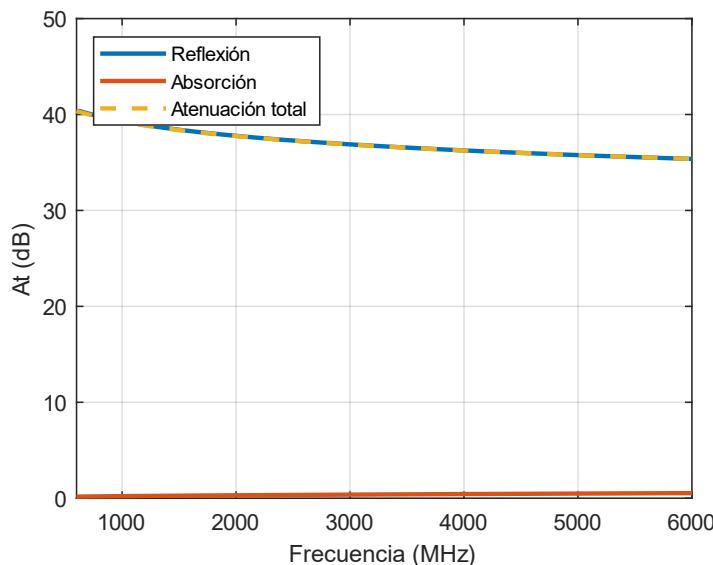


Figura 3.2 Atenuación capa con 50 nm de plata en función de la frecuencia

Sobre esta capa se realizan los tratamientos para mejorar la transmisión de señales de radiofrecuencia, bien sean las superficies selectivas en frecuencia

(FSS) o el desbordado perimetral. Para definir estas soluciones sobre la capa de vidrio se utilizan dos técnicas de fabricación: la serigrafía y la ablación por láser.

3.1.1. Tipos de acristalamientos

Una vez que se ha expuesto el modelo general de una ventana, es necesario mencionar los principales tipos de ventanas y acristalamientos que se utilizarán a lo largo de esta tesis.

Vidrio monolítico

El vidrio monolítico es el constituido por una única lámina de vidrio. También se le llama vidrio simple y se le conoce así, principalmente, para diferenciarlo del vidrio compuesto, que es el formado por dos o más láminas, como los utilizados para la seguridad, los laminados o los de doble acristalamiento.

Vidrio templado

El vidrio templado también se conoce como vidrio de seguridad. Es probablemente el tipo de vidrio más utilizado en las mamparas de cristal. Este vidrio se fabrica mediante un proceso de templado térmico y es de cuatro a cinco veces más resistente y estructuralmente más sólido que el vidrio simple.

Vidrio laminado

Los vidrios laminados están formados por una o más vidrios monolíticos o templados unidos por láminas de butiral de polivinilo (PVB). Este tipo de vidrio tiene mayor resistencia y se utiliza para aquellas aplicaciones donde es necesaria una mayor seguridad o evitar la rotura de la ventana.

Ventana con cámara de aire

Los dobles acristalamientos están formados por dos paneles de vidrio (o un vidrio laminado y un vidrio monolítico) que tienen entre sí una cámara de aire o de algún otro gas como Argón, cuyo objetivo es disminuir la transmisión de calor por conducción. Estos paneles están separados mediante un perfil de aluminio en cuyo interior se introduce el gas. Estos tipos de acristalamientos proporcionan un buen aislamiento térmico y sonoro. Los triples acristalamientos están formados por tres paneles de vidrio que tienen entre sí dos cámaras de aire. Son muy útiles cuando se necesiten vidrios más robustos y con mayor aislamiento del ruido y el calor.

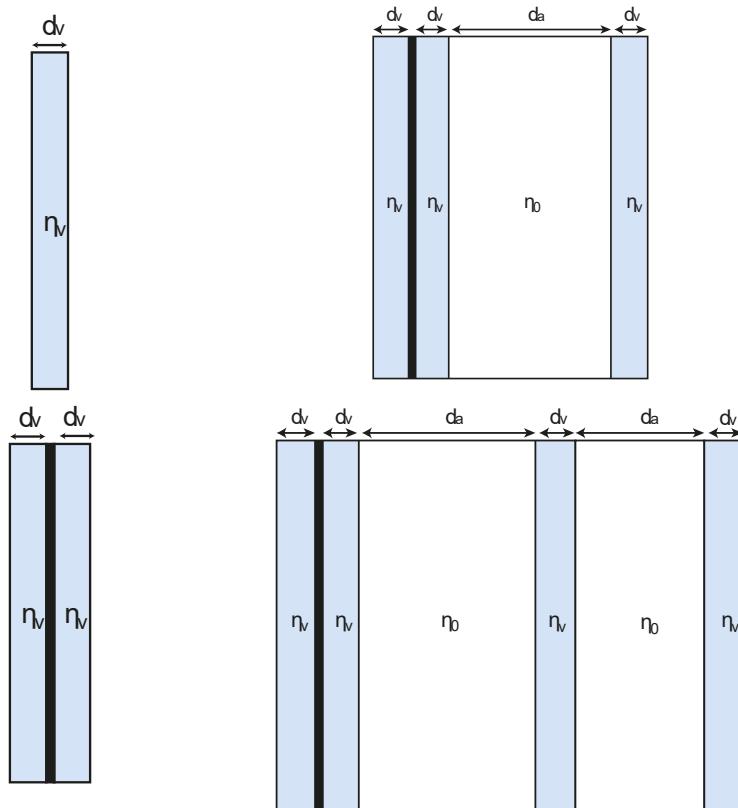


Figura 3.3 Distintos tipos de acristalamiento.

La nomenclatura que vamos a utilizar para ventanas con cámara de aire es V1/C/V2. Por ejemplo, una ventana de dos vidrios monolíticos de 4 mm separados por una lámina de butyral de 1.5 mm, una cámara de aire de 15 mm y un tercer vidrio será V4/B1.5/V4/C15/V4.

3.2. Comportamiento de la ventana en radiofrecuencia

Cualquier ventana como las descritas en el apartado previo puede considerarse como una estructura formada por varias capas de vidrio y aire de espesores d_i e impedancias η_i . Siguiendo la analogía explicada en la sección anterior entre una multicapa y un conjunto de líneas de transmisión, se puede estudiar una ventana como un conjunto de tramos de línea de transmisión de longitud igual al espesor de cada capa de dieléctrico y de impedancia η_i igual a

$$\eta_i = \frac{\eta_0}{n_i} = \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3-8)$$

donde n_i es el índice de refracción del dieléctrico y ϵ_r es la permitividad relativa.

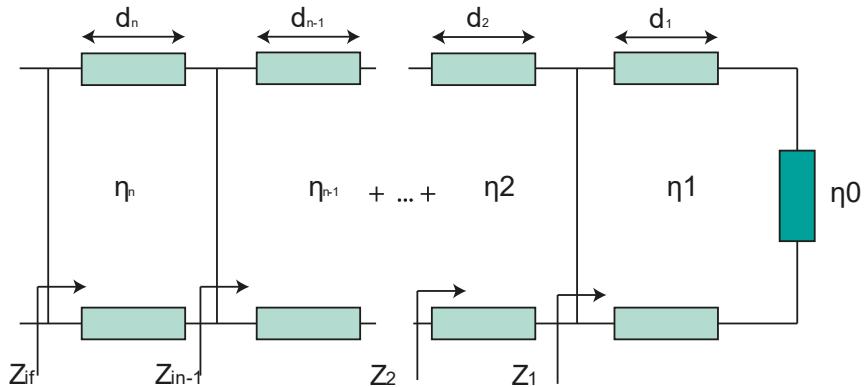


Figura 3.4 Modelo general de multicapas

Además, como se ha explicado en el capítulo anterior (Ecuación (2-82)), la impedancia varía con el ángulo de incidencia y la polarización. Por ello, usando la ecuación (2-82), tenemos para polarización perpendicular al plano de incidencia perpendicular o TE:

$$\eta_i = \frac{\eta_0}{n_i} \cos\theta \quad (3-9)$$

Y para polarización paralela o TM:

$$\eta_i = \frac{\eta_0}{n_i \cos\theta} \quad (3-10)$$

Si tenemos una capa bajo emisiva en una de las caras de los vidrios y sobre ella se realiza una FSS o un desbordado perimetral, ello equivale a tener una impedancia Z_A en paralelo (Figura 3.6). La impedancia de generador Z_g y carga Z_L son las de los medios en los extremos de la ventana, es decir, aire en ambos casos.

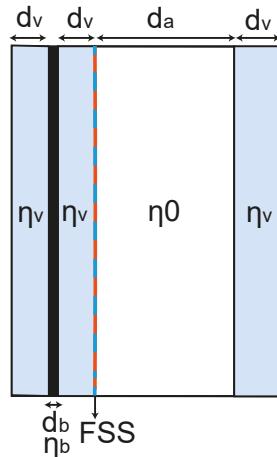


Figura 3.5 Ventana bajo emisiva con doble acristalamiento y FSS en cara 4

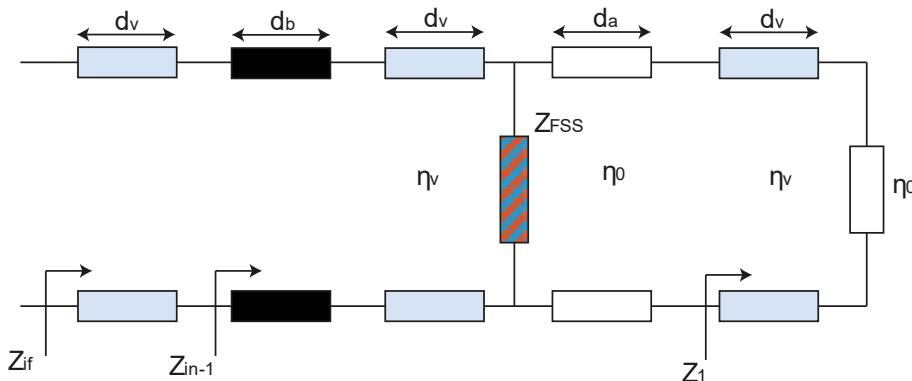


Figura 3.6 Modelo multicapas equivalente de una Ventana bajo emisiva con doble acristalamiento y FSS en cara 4

Esta impedancia puede obtenerse a partir de expresiones analíticas y equivalentes circuitales en el caso de FSS muy estudiadas en la literatura. Si la geometría es más compleja, se puede realizar la simulación de la superficie con FSS mediante elementos finitos y, a partir del parámetro S_{21} de la simulación, obtener la impedancia Z_{FSS} .

Para ello, se realiza una simulación en onda completa de la FSS para calcular el coeficiente S_{21} en modulo y fase. Utilizando la teoría de parámetros S, podemos relacionar este parámetro con la impedancia de la FSS mediante la expresión siguiente:

$$S_{21} = 1 + S_{11} = 1 + \frac{Z_{FSS} - Z_0}{Z_{FSS} + Z_0} \quad (3-11)$$

Si despejamos Z_{FSS} de la ecuación anterior,

$$Z_{FSS} = -\frac{S_{21}Z_0}{2(S_{21} - 1)} \quad (3-12)$$

Una vez conocida la impedancia compleja por cualquiera de estos dos métodos, se incluye en paralelo en el modelo de líneas de transmisión en el lugar que corresponde a la capa bajo emisiva. De esta forma es posible conocer el comportamiento de la ventana con FSS sin tener que fabricarla ni simular por elementos finitos la estructura completa del acristalamiento.

Hay que tener en cuenta que el comportamiento de la FSS varía con la polarización y el ángulo de incidencia y, por tanto, habrá que calcular su impedancia equivalente para cada caso.

La magnitud fundamental a obtener en la caracterización de las ventanas en radiofrecuencia es el coeficiente de transmisión global en potencia T . Esto es fácil de obtener experimentalmente mediante una medida directa, como se explicará en el capítulo 4.

En un modelo circuital como el que se plantea, el resultado que se obtiene es la impedancia de entrada del circuito, de la cual es inmediato obtener el parámetro S_{11} de la red (2-132). Sin embargo, para calcular la transmisión a través de la ventana se necesita el parámetro S_{21} . En el caso de un circuito sin pérdidas, bastará con utilizar la siguiente ecuación:

$$T = |S_{21}|^2 = 1 - R = 1 - |S_{11}|^2 \quad (3-13)$$

Sin embargo, en un caso general (por ejemplo, con una FSS cuya impedancia tenga parte real) la relación entre S_{11} y S_{21} no es tan sencilla, y será necesario realizar cálculos adicionales.

Con nuestro modelo de multicapas, al calcular la impedancia equivalente de la ventana podemos obtener el coeficiente de reflexión a la entrada (Γ_{in}), que equivale a S_{11} cuando hay condición de adaptación en el puerto 2. Para obtener S_{21} utilizamos la expresión siguiente, que permite relacionar Γ_{in} en el caso de carga arbitraria, sin adaptación, con los parámetros S:

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (3-14)$$

donde Γ_L es coeficiente de reflexión a la salida.

En nuestro estudio, S_{12} y S_{21} siempre son iguales, ya que se trata de estructuras pasivas. Sin embargo, S_{11} y S_{22} son en general diferentes, pero para obtener S_{22} bastará con calcular la impedancia de entrada del circuito (Γ_{in_2}) incidiendo por el lado contrario de la multicapa (o invirtiendo el orden de las capas).

$$\Gamma_{in} (\Gamma_L = 0) = S_{11} \quad (3-15)$$

$$\Gamma_{in_2} (\Gamma_L = 0) = S_{22} \quad (3-16)$$

Si además calculamos el coeficiente de reflexión con una carga conocida, por ejemplo, un cortocircuito, podremos obtener otra ecuación y despejar S_{21} :

$$\Gamma_{in_3} (\Gamma_L = -1) = S_{11} - \frac{S_{12}S_{21}}{1 + S_{22}} \quad (3-17)$$

$$S_{21} = \sqrt{-(1 + \Gamma_{in_2})(\Gamma_{in_3} - \Gamma_{in})} \quad (3-18)$$

3.3. Comportamiento térmico de la ventana

Una restricción importante en estos estudios es que las distintas ventanas deben mantener un buen comportamiento térmico tras retirar parte de capa bajo emisiva para realizar las FSS o el desbordado.

El coeficiente de transmisión térmica (U), según la norma UNE-673 [39] es un parámetro del acristalamiento que evalúa la cantidad de calor que atraviesa un acristalamiento por unidad de superficie. Las unidades son vatios por metro cuadrado y grado Kelvin ($\text{W}/(\text{m}^2\text{K})$). Este coeficiente es la magnitud fundamental a la hora de evaluar y especificar el comportamiento, aparece en catálogos y requisitos de cliente, etc. El valor U de la ventana depende de los valores U de los diferentes materiales que la compone, entre ellos, los vidrios.

El coeficiente U viene definido por la siguiente expresión:

$$\frac{1}{U} = \frac{1}{h_e} + \frac{1}{h_t} + \frac{1}{h_i} \quad (3-19)$$

donde h_e es el coeficiente de transferencia térmica superficial exterior, h_i es el coeficiente de transferencia térmica superficial interior y h_t es el coeficiente de transferencia térmica total del acristalamiento, todos ellos en $\text{W}/\text{m}^2\text{K}$.

$$\frac{1}{h_t} = \sum_1^N \frac{1}{h_s} + \sum_1^M d_j \cdot r_j \quad (3-20)$$

Donde h_s es la conductancia térmica de cada capa de gas, N es el número de capas de gas, d_j es el espesor de cada lámina de material, r_j es la resistividad térmica de cada material y M es el número de láminas del material.

$$h_s = h_r + h_g \quad (3-21)$$

donde h_r es la conductancia térmica radiactiva de la lámina gaseosa y h_g es la conductancia térmica del gas.

La conductancia debida a la radiación (h_r) viene dada por la fórmula

$$h_r = 4\sigma \left(\frac{1}{\epsilon_1} + \frac{1}{\epsilon_2} - 1 \right)^{-1} T_m^3 \quad (3-22)$$

donde σ es la constante de Boltzman, T_m es la temperatura media absoluta de la capa de gas en Kelvin (K) y ϵ_1 y ϵ_2 son las emisividades corregidas a la temperatura T_m . La conductancia del gas (h_g) viene dada por la fórmula

$$h_g = Nu \frac{\lambda}{s} \quad (3-23)$$

donde s es el espesor de la lámina, λ es la conductividad térmica en $\text{W}/\text{m}\cdot\text{K}$ y $Nu = A(\text{GrPr})^n$ es el número de Nusselt.

$$Gr = \frac{9.81s^3\Delta T\rho^2}{T_m\mu} \quad (3-24)$$

$$\text{Pr} = \frac{\mu c}{\lambda} \quad (3-25)$$

Donde ΔT es la diferencia de temperatura entre las superficies de vidrio a ambos lados de la cámara de gas en Kelvin (K), ρ es la densidad del gas en kg/m^3 , μ es la viscosidad dinámica en $\text{kg}/\text{m}\cdot\text{s}$ y c es la capacidad térmica de la masa en $\text{J}/\text{kg}\cdot\text{K}$.

En nuestro caso, las cámaras de las ventanas siempre van a estar llenas de aire, las condiciones climáticas son estándar y la posición del acristalamiento es vertical. Para estas condiciones, los valores de los parámetros son (Tabla 3-1):

Tabla 3-1 Parámetros de condiciones estándar

ρ	μ	λ	c	T_m	ΔT	h_e	h_i	A	n
1.232	1.76e-6	0.02496	1008	283	15	25	8	0.035	0.38

En el caso de que tengamos un vidrio donde se ha retirado parte de la capa bajo emisiva o de control solar, la emisividad de esta superficie viene determinada por la proporción de áreas, ya que la longitud de onda de la luz solar será siempre muy inferior (al menos tres órdenes de magnitud) a las dimensiones de los patrones utilizados:

$$\epsilon_{Total} = \frac{Area_{vidrio}}{Area_{Total}} \epsilon_{vidrio} + \frac{Area_{capa}}{Area_{Total}} \epsilon_{capa} \quad (3-26)$$

Por tanto, conociendo la forma de la FSS, se puede obtener la U a partir de la proporción de área de capa retirada. Por ejemplo, si tenemos una FSS que retira un 20 % de una capa de emisividad igual a 0.028 y la emisividad del vidrio es 0.837, la emisividad total del vidrio con FSS será:

$$\epsilon_{Total} = \frac{20}{100} 0.837 + \frac{80}{100} 0.028 = 0.1674 + 0.0224 = 0.189$$

3.4. Software para el cálculo de la transmisión en radiofrecuencia

En este apartado se describe el software desarrollado para la realización de las simulaciones de los distintos acristalamientos con FSS o desbordado perimetral. El programa Multicapas se ha desarrollado en el lenguaje C# y en el entorno Visual Studio.

3.4.1. Interfaz de usuario

La ventana principal del programa se muestra en la Figura 3.6. Está dividida en tres secciones, que se comentan a continuación. La primera sección está formada por todos los datos que caracterizan a las distintas capas que forman la ventana:

- Los espesores de cada capa: normalmente utilizaremos capas de vidrio y aire intercaladas. El espesor de los vidrios será de unos 3-6 mm y el de las cámaras de aire o gas de unos 10-15mm.
- Estas capas tendrán distintos índices de refracción (1 para las capas de aire y en torno a 2.5-2.7 para los vidrios).

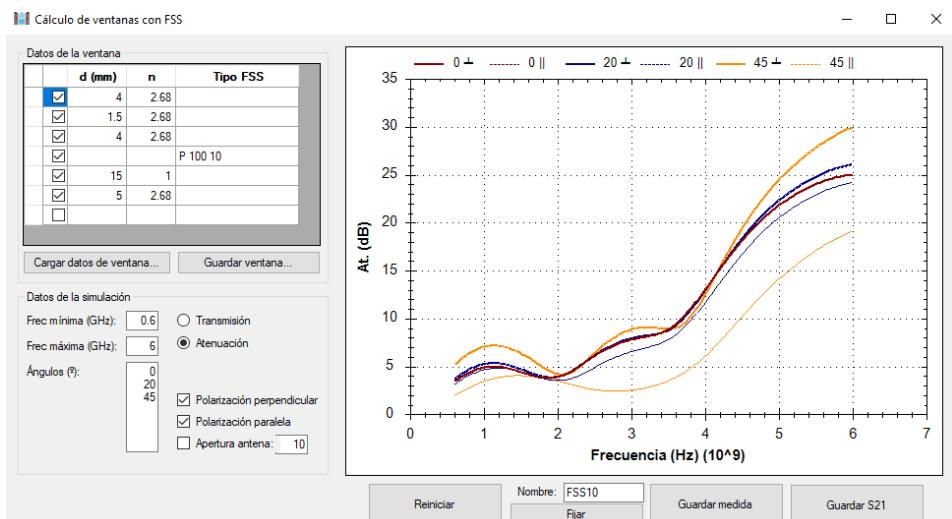


Figura 3.7 Interfaz programa multicapas

Se definen los valores relacionados con la geometría de las superficies selectivas en frecuencia, indicando detrás de qué capa hay FSS y de qué tipo (Figura 3.9).

- Tipo de solución: FSS de parche, rejilla u otro. En esta parte se pueden incluir FSS con geometrías más complejas o la impedancia equivalente al desbordado perimetral.
- Grosor (w) en micras de las líneas de la FSS.
- Periodicidad de la FSS o tamaño de celda (p) en milímetros.

En la parte inferior de la figura anterior, se pueden establecer los rangos de frecuencia máximo y mínimo y los ángulos de incidencia para realizar los cálculos. Se utilizará habitualmente un rango de frecuencia entre los 600 MHz y 6 GHz ya que es el más adecuado para el sistema de medida del que se dispone. Por otro lado, se puede indicar también cual es el ángulo de incidencia de la señal con respecto a la ventana y si se utiliza polarización paralela o perpendicular. También se puede realizar el cálculo sin capas metálicas ni FSS.

El objetivo del programa es realizar la representación de los resultados a partir de los datos introducidos anteriormente basándose en el análisis teórico.

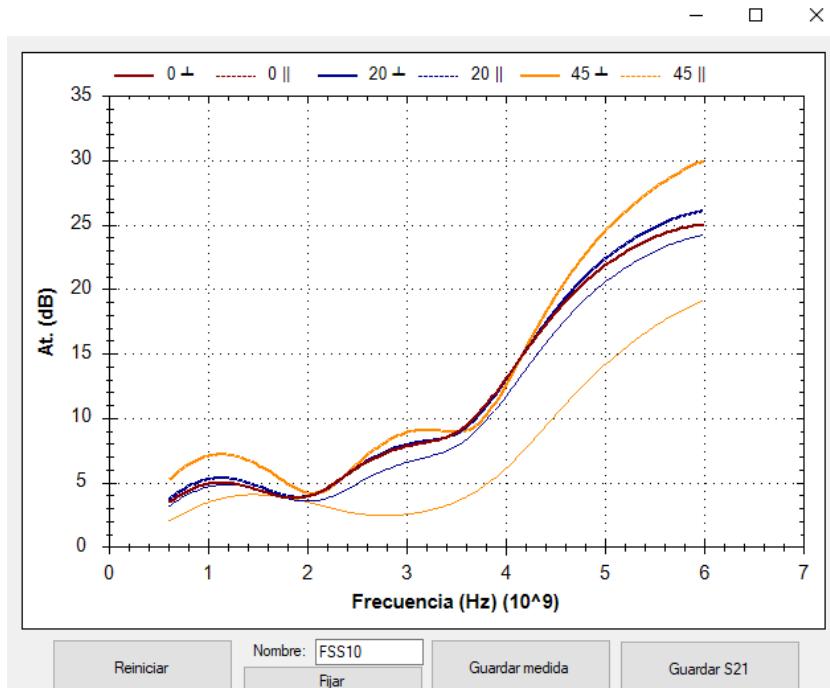


Figura 3.8 Atenuación de la ventana configurada para los distintos ángulos de incidencia y polarizaciones.

Para cada ángulo y cada una de las frecuencias que se han definido se van a realizar varios cálculos utilizando las ecuaciones de la sección anterior y finalmente se observarán los resultados gráficamente en la ventana de la Figura 3.11 representando la atenuación o transmisión (eje y) para las distintas frecuencias en las que se haya acotado la representación.

3.4.2. Principales funciones para el cálculo de las multicapas

Una vez que se ha explicado la interfaz de usuario, se van a explicar las principales funciones que se utilizan en este programa. El resto de las funciones se incluyen en el Anexo I en la sección Multicapas.

En la función **CalcularS21Multicapa** se calcula el parámetro S_{21} de la ventana a partir de los distintos coeficientes de reflexión según las ecuaciones 3.8 a 3.11:

```
private Complex[] CalcularS21Multicapa(double thetaGr, bool TE){
    double eta0Ang;
    double theta = thetaGr * Math.PI / 180;
    if (TE)
        eta0Ang = eta0 / Math.Cos(theta);
    else
        eta0Ang = eta0 * Math.Cos(theta);
    Complex[] S11 = CalcularGammaMulticapa(thetaGr, TE,
    eta0Ang);
    //S11, coeficiente de reflexión con eta0
    Complex[] gammaCC = CalcularGammaMulticapa(thetaGr, TE,
    0);
    //coeficiente de reflexión con cortocircuito
    InvertirMulticapa();
    Complex[] S22 = CalcularGammaMulticapa(thetaGr, TE,
    eta0Ang);
    //S22, coeficiente de reflexión por el otro lado con eta0
    InvertirMulticapa();
    Complex[] S21 = new Complex[nPuntos];
    for (int i = 0; i < nPuntos; i++){
        S21[i] = Complex.Sqrt((S11[i] - gammaCC[i]) * (1
        + S22[i]));
    }
    //gammaCC=S11-S21^2/(1+S22)
    return S21;
}
```

En la función **CalcularGammaMulticapa** se calcula el coeficiente de reflexión gamma a partir de la impedancia de entrada del circuito:

```
private Complex[] CalcularGammaMulticapa(double thetaGr,
bool TE, double ZL)
{
    Complex[] Zi = new Complex[nPuntos], ZFSS = new
    Complex[nPuntos];
    Complex[] gamma = new Complex[nPuntos];
    double theta = thetaGr * Math.PI / 180;
```

```

double eta0Ang;
double indiceAntes = 1, indiceDespues = 1;

if (TE)
    eta0Ang = eta0 / Math.Cos(theta);
else
    eta0Ang = eta0 * Math.Cos(theta);

for (int i = 0; i < nPuntos; i++)//valores iniciales
Zi[i] = ZL;

for (int i = nCapas - 1; i >= 0; i--)
{
    if (i > 0)
        indiceAntes = indices[i - 1];
    if (i < nCapas - 1)
        indiceDespues = indices[i + 1];
    if (paramFSS[i] != "") //es una FSS
    {
        ZFSS = impFSS(paramFSS[i], indiceDespues,
indiceAntes, frecuencias, thetaGr, TE); // Al TM no le
afecta el ángulo
        for (int j = 0; j < nPuntos; j++)
            if (Zi[j]!=0)
                Zi[j] = 1 / (1 / Zi[j] + 1 / ZFSS[j]);
// paralelo entre FSS y multicapa
    }
    else
    {
        Zi = impEntrada(Zi, indices[i], 0, frecuencias,
espesores[i], theta, TE);
    }
}

for (int i = 0; i < nPuntos; i++)
    gamma[i] = (Zi[i]-eta0Ang)/(Zi[i] + eta0Ang);
return gamma;
}

```

3.5. Software para el cálculo del coeficiente de transmisión térmica

Para calcular el coeficiente de transmisión térmica (U) de las distintas ventanas que se utilizan a lo largo de esta tesis se ha utilizado un software desarrollado previamente en el GTF (CalEN) que incluye todas las ecuaciones y parámetros explicados en el apartado anterior.

En esta interfaz en primer lugar se elige el tipo de acristalamiento, que puede ser monolítico, doble acristalado y triple acristalado. En función del tipo de

acristalamiento escogido nos aparecerán los menús correspondientes los vidrios y cámaras de aire que lo componen para que escojamos sus características.

En el caso de vidrio se define si es monolítico o laminado. Para cada vidrio se define el espesor en mm, el tipo de vidrio (normalmente es incoloro) y si llevan algún tipo de recubrimiento en alguna de sus caras.

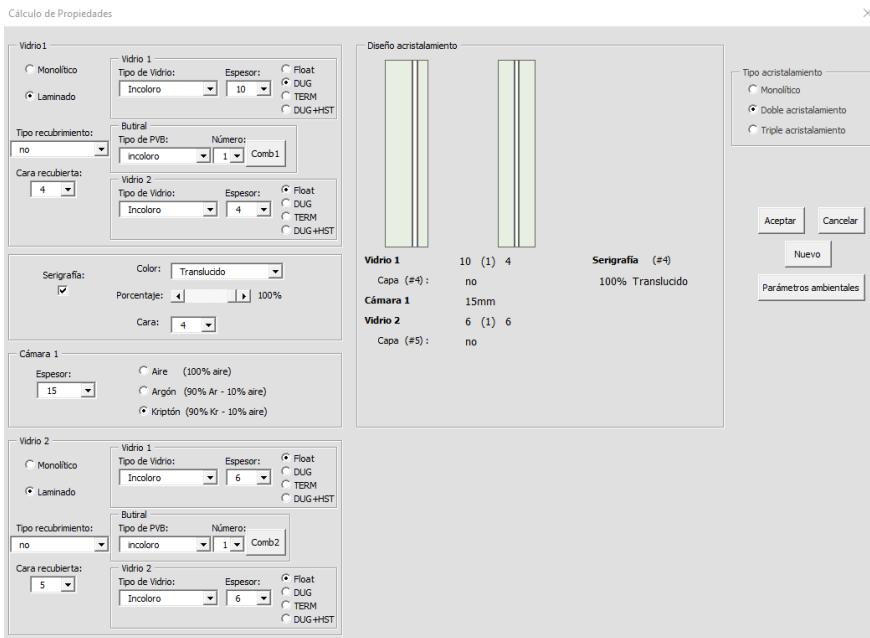


Figura 3.9 Interfaz de usuario del software CalEN

3.6. Conclusiones

En este capítulo se ha introducido el modelo de ventana que se utilizará a lo largo de las tesis y los principales elementos que lo componen.

Se ha explicado cómo se va a evaluar el comportamiento de la ventana en radiofrecuencia y su dependencia con el ángulo y la polarización.

Se ha introducido el concepto de coeficiente de transmisión térmica (U) como la tasa de transferencia de calor a través de un objeto y se ha presentado el software que se utiliza para calcularlo.

Se ha desarrollado un programa en Visual Studio para el cálculo de los coeficientes de reflexión y los parámetros S de ventanas formadas por múltiples capas.

Capítulo 4. Sistemas experimentales de medida

En este capítulo se recoge la descripción de los distintos montajes experimentales y los métodos de medida que se utilizan a lo largo de este trabajo. Se describen los sistemas utilizados para la caracterización de muestras de vidrio en cámara anecoica, el método de calibración de los sistemas, el proceso de medida, el tipo de muestras de vidrio utilizadas y sus propiedades.

4.1. Sistema de medida

En este apartado se describe el sistema de medida utilizado para la medida de la atenuación de las señales de radiofrecuencia (RF) en ventanas de control solar o bajo emisivo. Está formado por dos antenas, un analizador vectorial de redes, un ordenador para procesar las medidas y las distintas muestras de vidrio a caracterizar (Figura 4.1).

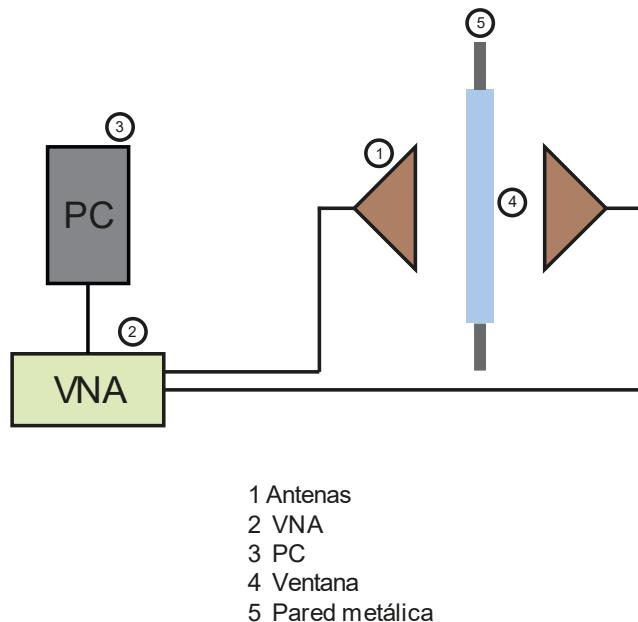


Figura 4.1 Esquema del sistema de medida

Este sistema se usa normalmente dentro de una cámara anecoica para evitar reflexiones secundarias. La cámara anecoica que se utiliza en esta tesis es de 1x1.5x2 m³ y está recubierta con absorbentes planos y piramidales. Los absorbentes utilizados son los MVG-AEMI AEL-4.5 laminados para las paredes laterales y MVG-AEMI AEP-8 piramidales para la pared frontal y trasera. Estos absorbentes garantizan atenuaciones superiores a 20 dB para frecuencias a partir de 600 MHz. Los absorbentes laminados tienen una absorción menor que los piramidales, pero a cambio permiten disponer de más espacio en el interior de la cámara y de una superficie plana donde apoyar las muestras.



Figura 4.2 Cámara anecoica y antenas Vivaldi

El analizador vectorial de redes utilizado es un PicoVNA 106 de Pico Technology calibrado en el rango de 300 KHz a 6 GHz. Con este dispositivo obtendremos los parámetros S, después de realizar la calibración del instrumental de medida y poner las antenas en las posiciones que corresponda.



Figura 4.3 Analizador vectorial de redes PicoVNA

Las antenas utilizadas son de tipo Vivaldi y funcionan en el rango 600 MHz – 6 GHz (TSA600 de RFSpace). Estas antenas han sido escogidas debido a que nos permiten caracterizar las muestras en el rango de frecuencias de interés. Además, estas antenas tienen la ventaja de ser direccionales y de polarización lineal, lo que permite comparar fácilmente los resultados con las simulaciones.

La medida de la atenuación de las señales de radiofrecuencia en vidrios es una medida relativa. Primero, se realiza la calibración del sistema mediante el método SOLT (short-open-load-thru).

A continuación, con el sistema ya calibrado, se realiza una medida sin vidrio con las antenas ya colocadas en la posición escogida. Después se realiza la otra medida, pero con la muestra de vidrio entre las antenas. La atenuación se calcula mediante la diferencia en dB entre ambas medidas.

$$At(dB) = S21_{aire}(dB) - S21_{vidrio}(dB) \quad (4-1)$$

Las medidas se van a realizar con las antenas dentro de la cámara anecoica. Se coloca una placa de metal para evitar reflexiones secundarias por los laterales de la ventana.



Figura 4.4 Montaje para caracterización de ventanas

El rango dinámico del sistema de medida será la diferencia en decibelios (dB) entre la máxima potencia de señal que el sistema puede medir sin distorsión (P_{max}) y la mínima potencia detectable por el sistema (P_{min}), limitada por el ruido de fondo.

$$\text{Rango Dinámico (dB)} = P_{max}(dBm) - P_{min}(dBm) \quad (4-2)$$

En nuestro sistema, el rango dinámico en función de la frecuencia es el que se muestra en la Figura 4.5.

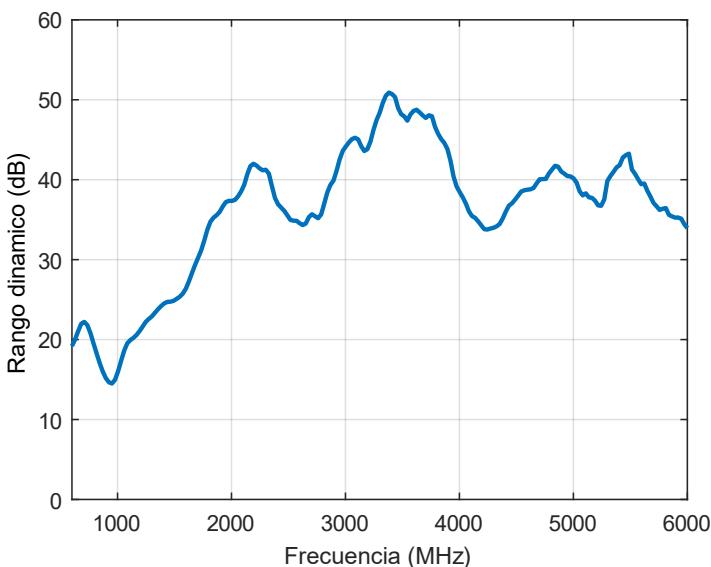


Figura 4.5 Rango dinámico del sistema de medida

En esta gráfica se observa cómo a frecuencias bajas el rango dinámico es menor. Esto es debido a que los absorbentes de la cámara se comportan peor por debajo de 1500 MHz. En el resto de las frecuencias, el rango dinámico se mantiene entre 40 y 50 dB.

Por ello, no se podrán medir correctamente algunas atenuaciones de ventanas con dos capas bajo emisivas (80 dB) de atenuación. En FSS que se comporten como filtros paso banda o paso alto hay discrepancias a bajas frecuencias ya que no se consiguen llegar a niveles de atenuación de, por ejemplo, 40 dB.

Utilizando este mismo esquema se puede diseñar un sistema portátil para realizar medidas de las ventanas sin utilizar la cámara anechoica, ya sea para validar los diseños de ventanas en fabrica o para medir ventanas de dimensiones mayores a las que se pueden caracterizar dentro de la cámara. Sin embargo, las medidas son más ruidosas ya que hay reflexiones secundarias del suelo o de otros elementos que interfieren en el escenario.

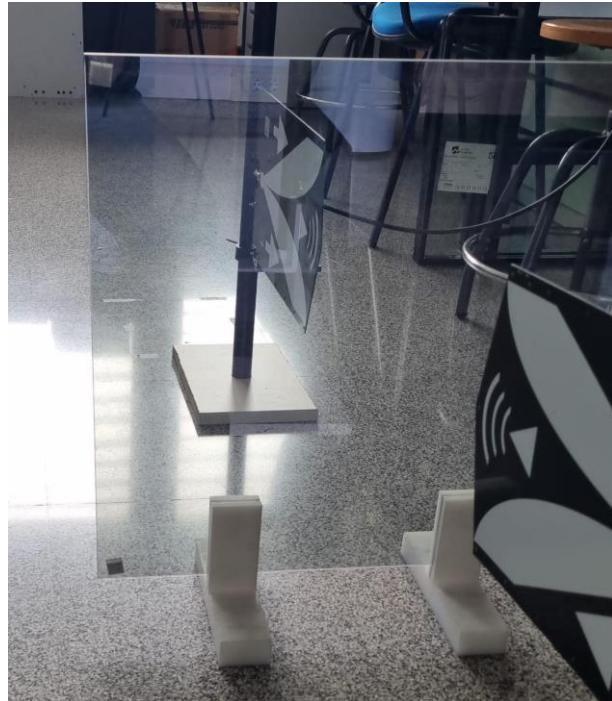


Figura 4.6 Sistema de medida portátil

Estos efectos pueden eliminarse en gran medida usando técnicas de post procesado como el enventanado en tiempo o ‘time gating’ que explicaremos más adelante con más detalle. Este tipo de sistema de medida puede ser muy útil para la medida de muestras fabricadas en planta o una vez instaladas

4.2. Post procesado: Time Gating

A pesar de realizarse las medidas en una cámara anecoica, hay efectos que no podemos evitar con la calibración, sobre todo si medimos fuera de la cámara anecoica. Estos efectos pueden deberse a reflexiones secundarias en la misma muestra o efectos de multicamino. Todas estas reflexiones serán especialmente importantes cuando queramos medir atenuaciones altas, ya que las señales a medir tienen un nivel de potencia muy bajo. Además, este mismo método puede utilizarse para realizar medidas de ventanas fuera de la cámara anecoica, con el sistema de medida portátil para caracterizar la atenuación RF del apartado anterior.

El método de time gating o enventanado temporal permite lograr que las medidas contengan sólo la información que nos interesa [40], [41]. En este caso, nos interesa conservar sólo la señal principal, es decir, la transmisión directa de la antena emisora a la antena receptora que atraviesa el vidrio. Para ello, sobre

los parámetros S complejos medidos para el rango de frecuencias de interés se realiza la transformada de Fourier inversa para pasar al dominio del tiempo. En el espacio temporal se realiza un enventanado para tomar solo parte que corresponde a la señal principal y se vuelve a pasar al dominio de la frecuencia con la transformada de Fourier. Si el paso de frecuencia es uniforme se puede usar la Fast Fourier Transform (FFT) y su inversa.

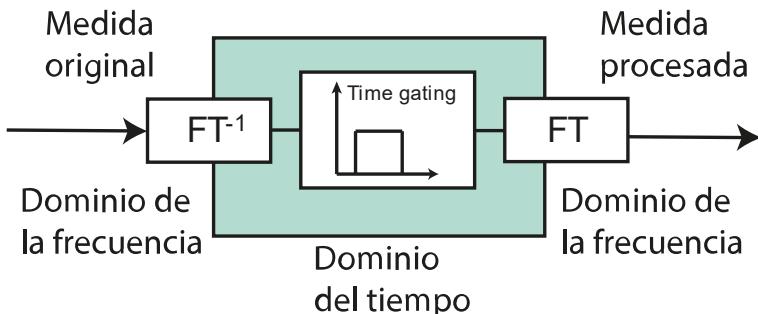


Figura 4.7 Esquema de técnica del time gating

Los filtros de enventanado son funciones matemáticas empleadas comúnmente en el análisis y procesado de señales. Una ventana se utiliza cuando el análisis se enfoca en una señal de longitud finita. Dado que una señal real debe ser de tiempo finito y que los cálculos solo son posibles a partir de un número finito de puntos, se multiplica la señal por una función ventana para observarla en un tiempo finito.

Es importante encontrar un buen filtro de suavizado, de manera que la función de transferencia estimada sea lo más cercana posible a la función de transferencia original. Uno de los más utilizadas en la literatura para el post procesado de medidas con antenas es el filtro de Hanning[42]. En este apartado se muestran los resultados con dicho enventanado y se comparan con otras opciones como la rectangular o la de Káiser.

El más simple es el rectangular, que se define como:

$$w[n] = \begin{cases} 1, & 0 \leq n \leq M \\ 0, & \text{en el resto} \end{cases} \quad (4-3)$$

Otros más adecuados pueden ser la de Barlett, Hanning, Haming o Káiser:

- Barlett o triangular

$$w[n] = \begin{cases} \frac{2n}{M}, & 0 \leq n \leq \frac{M}{2} \\ 2 - \frac{2n}{M}, & \frac{M}{2} < n \leq M \\ 0, & \text{en el resto} \end{cases} \quad (4-4)$$

- Hanning

$$w[n] = \begin{cases} 0.5 - 0.5 \cos\left(\frac{2\pi n}{M}\right), & 0 \leq n \leq M \\ 0, & \text{en el resto} \end{cases} \quad (4-5)$$

- Hamming

$$w[n] = \begin{cases} 0.54 - 0.46 \cos\left(\frac{2\pi n}{M}\right), & 0 \leq n \leq M \\ 0, & \text{en el resto} \end{cases} \quad (4-6)$$

El equilibrio entre el ancho del lóbulo principal y el ancho del lóbulo lateral puede cuantificarse buscando la función de ventana que se concentre al máximo en torno a $\omega = 0$ en el dominio de la frecuencia

- Kaiser

$$w[n] = \begin{cases} \frac{I_0\left[\beta\left(1 - \left[\frac{n-\alpha}{\alpha}\right]^2\right)^{\frac{1}{2}}\right]}{I_0(\beta)}, & 0 \leq n \leq M \\ 0, & \text{en el resto} \end{cases} \quad (4-7)$$

donde I_0 es la función de Bessel modificada de orden 0

α es un número real que determina la forma

A diferencia de los demás filtros, el enventanado de Kaiser tiene dos parámetros: la longitud ($M + 1$) y un parámetro de forma β . Variando ($M + 1$) y β , la longitud y la forma del filtro pueden ajustarse para intercambiar la amplitud de los lóbulos laterales por la anchura de los lóbulos principales. La relación entre estas ventanas y la de kaiser se recoge en la Tabla 4-1.

Tabla 4-1 Comparación de las ventanas más usadas

Enventanado	Amplitud lóbulo secundario	Ancho lóbulo principal	$20 \log_{10} \delta$	Kaiser (β)	Transmisión de la ventana Kaiser equivalente
Rectangular	-13	$\frac{4\pi}{M+1}$	-21	0	$\frac{1.81\pi}{M}$
Barlett	-25	$\frac{8\pi}{M}$	-25	1.33	$\frac{2.37\pi}{M}$
Hann	-31	$\frac{8\pi}{M}$	-44	3.86	$\frac{5.01\pi}{M}$
Hamming	-41	$\frac{8\pi}{M}$	-53	4.86	$\frac{6.27\pi}{M}$
Blackman	-57	$\frac{12\pi}{M}$	-74	7.04	$\frac{9.19\pi}{M}$

Una vez que se ha explicado el método de enventanado temporal, se va a ilustrar la mejora que ofrece mediante un ejemplo. Para ello, se realiza una medida de una ventana con FSS mediante el sistema de medida y se pasan las señales de referencia y muestra al dominio del tiempo, donde se escoge la la ventana para eliminar las reflexiones secundarias en el suelo.

En la Figura 4.8 se muestra la representación temporal de la medida experimental de aire o referencia en naranja y de la medida de una ventana con FSS en azul. En estos mismos colores y con línea discontinua se indican el principio y el final de los correspondientes filtros para indicar qué parte de la señal es la que nos interesa, siendo k1 y kk1 los correspondientes a al filtro utilizado para el aire y k2 y kk2 los utilizados para el filtro de vidrio.

Se escoge el filtro que mejor se adecua, se realiza un enventanado y se transforman las señales nuevamente al dominio de frecuencia. En la Figura 4.9 se muestra en amarillo la señal original obtenida directamente mediante el sistema de medida, en morado esta señal tras ser procesada mediante *Time Gating* y en morado, pero en línea discontinua, la respuesta simulada de la ventana. Se aprecian algunas diferencias en la parte inicial y final debido al efecto del enventanado por la falta de muestras.

Se puede observar cómo se ha suavizado considerablemente la señal y cómo llegan a observarse características espectrales, como el mínimo en 5.8 GHz, que permanecían ocultas en la medida inicial. Esta técnica puede ser muy útil para eliminar efectos no deseados en medidas o para poder caracterizar algunas muestras sin necesidad de cámara anecoica.

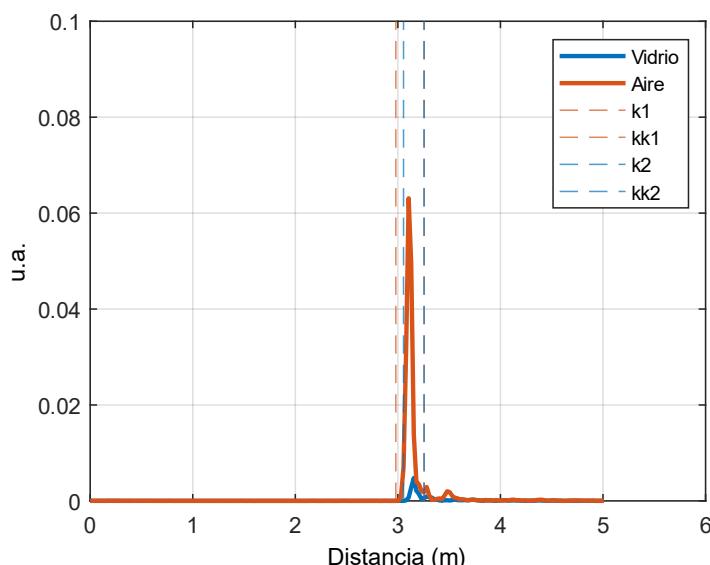


Figura 4.8 Representación temporal de las señales

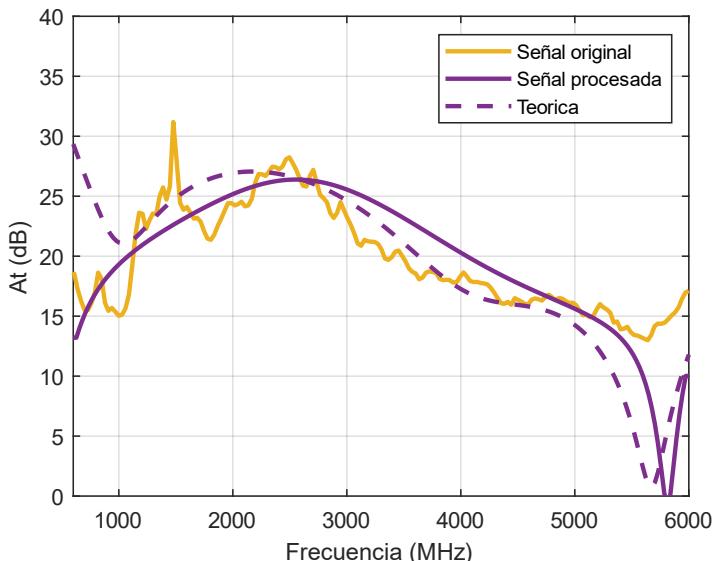


Figura 4.9 Comparación entre la señal original, la señal procesada y la señal teórica.

4.3. Muestras utilizadas

Las distintas muestras para caracterizar experimentalmente incluyen desde vidrios monolíticos de 4 y 5 mm a ventanas más complejas con doble o triple acristalamiento. Las cámaras de aire más utilizadas son de 12,14 y 15 mm.

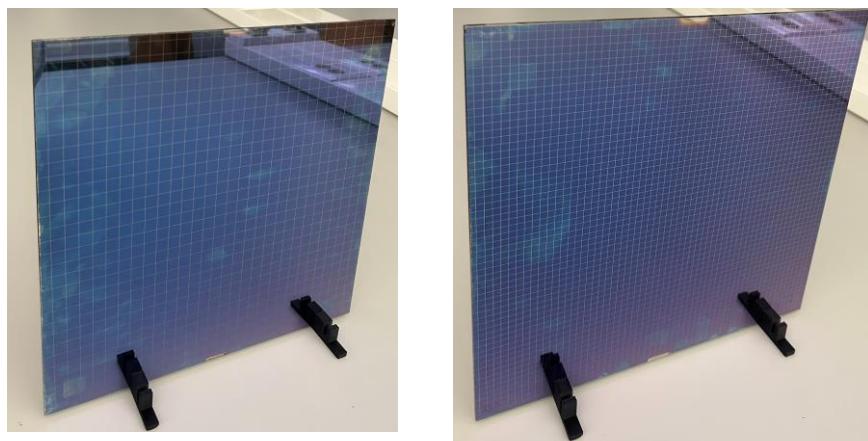


Figura 4.10 Vidrio monolítico con FSS de tipo parche



Figura 4.11 Ventanas de triple acristalamiento y FSS

En algunos casos se hará uso de varios vidrios monolíticos colocados manteniendo una distancia equivalente a la cámara de aire para no tener que fabricar las ventanas de doble acristalamiento para cada caso. Para ello se han fabricado soportes de distintos tamaños mediante impresión 3D.

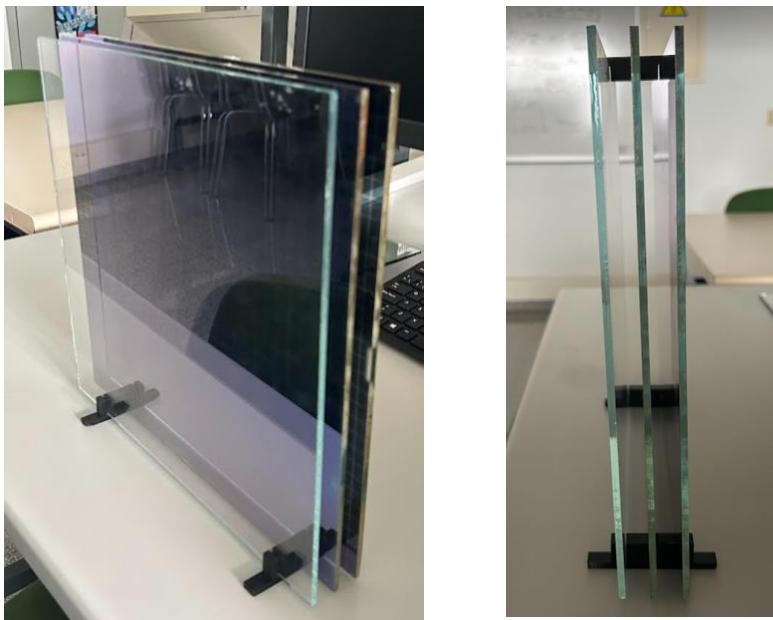


Figura 4.12 Combinación de varios vidrios monolíticos con y sin FSS

En esta tesis se van a utilizar sobre todo muestras con capas bajo emisivas comerciales AN62, Super E y DAG66. Por ello, se fabrican muestras de estos compuestos y se miden en la cámara anecoica para conocer el rango dinámico

del que disponemos. En la Figura 4.13 se muestra la atenuación de vidrios monolíticos sobre los que se han depositado estas capas frente a la atenuación de un vidrio sin recubrimiento bajo emisivo.

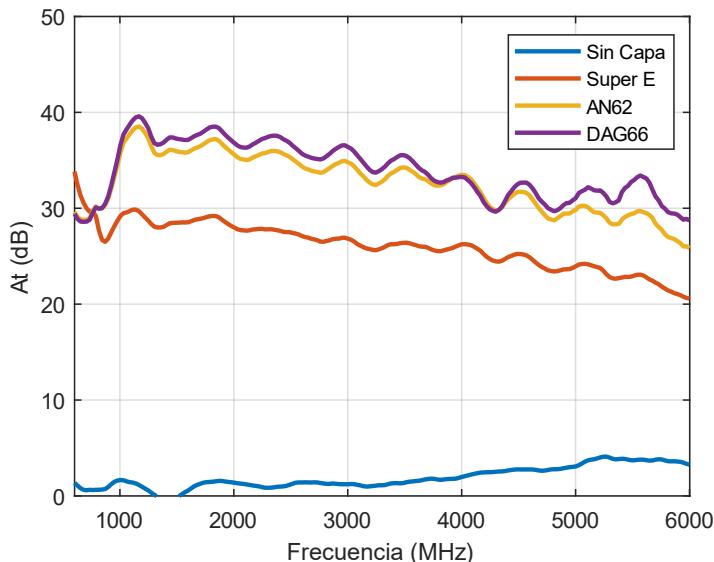


Figura 4.13 Atenuación de capas AN62, Super E y DAG66 frente al mismo acristalamiento sin capa

Podemos observar como la atenuación de la capa super E es de 30 dB a 600 MHz y cae hasta 20 dB a 6 GHz. Las capas AN62 y DAG66 tienen un comportamiento similar con una atenuación inicial de 40 dB y que cae a 30 dB en altas frecuencias. El vidrio sin capa nanométrica bajo emisiva atenúa menos de 5 dB en toda la banda de interés.

4.4. Técnicas de fabricación

En este apartado se recogen las dos técnicas de fabricación utilizadas en la empresa Ariño Duglass y en la Universidad de Zaragoza para fabricar las muestras sobre las que ensayar los diseños propuestos en la tesis. En primer lugar, se explica cómo se realiza la deposición de las capas mediante de pulverización catódica. Después, se detallan las técnicas para la realización de FSS y desbordado.

4.4.1. Fabricación de multicapas

El proceso de pulverización catódica (sputtering) es principalmente un proceso de bombardeo iónico, que consigue la deposición en fase vapor o Physcial Vapour Deposition (PVD), sobre un substrato, del material

bombardeado. Para la realización de los vidrios bajo emisivos se han utilizado dos sistemas de deposición mediante sputtering.

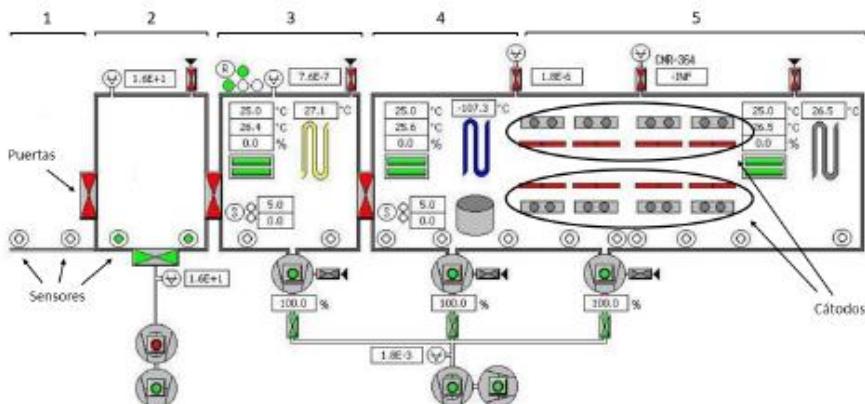


Figura 4.14 Esquema de la máquina de PVD de la facultad de Ciencias

Para muestras pequeñas se utiliza una instalación situada en la facultad de Ciencias de la Universidad de Zaragoza (Figura 4.14) y para muestras grandes o de acabados industriales, se utiliza una máquina de mayores dimensiones de las instalaciones de Ariño Duglass.

4.4.2. Definición de patrones

Para fabricar los patrones de FSS o el desbordado se utilizan dos técnicas de fabricación distintas en función del tipo de patrón y su tamaño.

Serigrafía

El método de fabricación de ventanas con FSS mediante serigrafía consiste en poner una máscara de pintura en las zonas del vidrio en las que no se quiere recubrimiento bajo emisivo (la FSS), depositar la capa y posteriormente retirar la máscara (Figura 4.15).

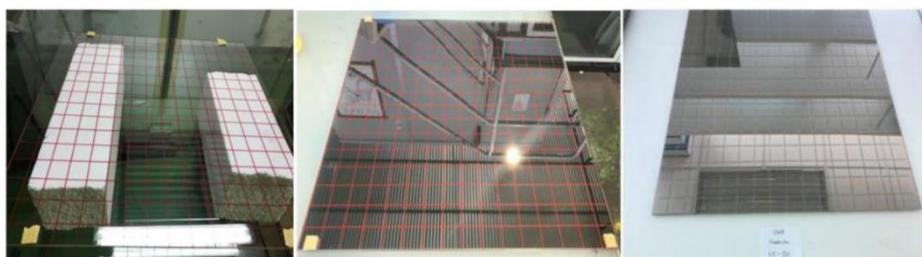


Figura 4.15 Muestras fabricadas mediante serigrafía

Esta máscara se aplica mediante pantallas de serigrafía tradicional. Con estas pantallas, se pueden realizar grosores de línea de 0.5 mm como mínimo por lo que el impacto visual de las tramas realizadas con esta técnica será siempre elevado. El límite de resolución de esta técnica está cercano a este valor, por lo que en muchos casos no se retira bien la capa y puede no funcionar bien para patrones de grosor por debajo de 1 mm. No obstante, es una técnica industrial muy interesante que permite realizar diseños de manera rápida y económica.

Láser

Dado que la serigrafía no permite realizar patrones de grosor pequeño, se ha recurrido también a la fabricación de FSS mediante tecnología de ablación láser, que permite grabar líneas en la capa metálica de grosor en torno a las 100 micras.

En la Figura 4.16 se muestra la máquina láser de las instalaciones de Ariño Duglass. Este láser pulsado tiene una potencia máxima de 100 W y para retirar correctamente la capa bajo emisiva es necesario ajustar tres parámetros: la intensidad de haz, la frecuencia de pulso y la velocidad de desplazamiento del haz. Además, es importante focalizar correctamente el láser en la cara del vidrio en la que está la capa nanométrica.



Figura 4.16 Máquina de grabado láser en las instalaciones de Ariño Duglass

Hay que controlar bien la potencia del láser, ya que si es demasiado baja no se retira la capa y si es demasiado alta se puede producir una segunda ablación sobre el vidrio (Figura 4.17, imagen de la derecha).

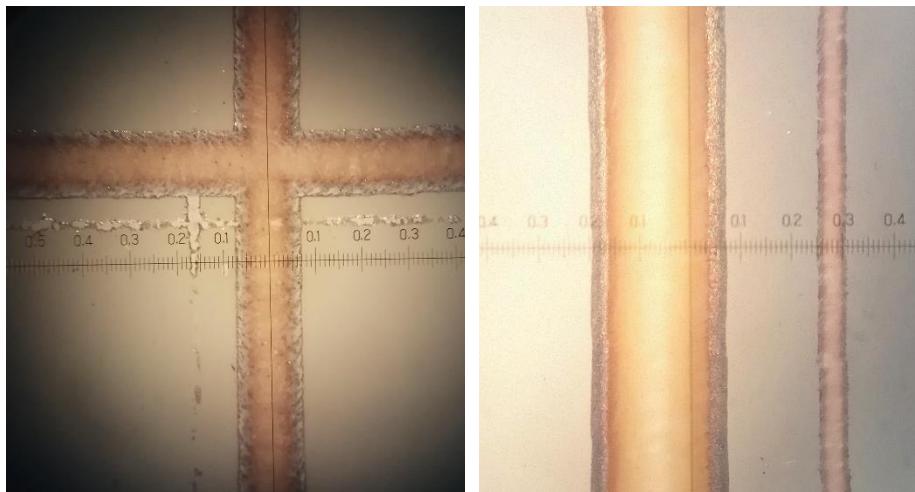


Figura 4.17 Técnica de fabricación por láser vista en microscopio

4.5. Conclusiones

En este capítulo se han descrito el sistema experimental de medida y el método utilizado para caracterizar la atenuación en radiofrecuencia de las distintas ventanas.

Se ha presentado la técnica enventanado temporal (*Time Gating*) con los distintos tipos de ventanas más comunes y como es utilizada, especialmente cuando se realizan medidas fuera de la cámara anecoica. Esta técnica permite suavizar las medidas y mostrar máximos y mínimos permanen ocultas en la medida sin procesar debido a la presencia de reflexiones múltiples.

Se han presentado como son las muestras que se utilizan a lo largo de este trabajo y cuál es la atenuación de las capas nanométricas más utilizadas.

Capítulo 5. Superficies selectivas en frecuencia (FSS)

En este capítulo se lleva a cabo el estudio de las superficies selectivas en frecuencia como técnica para mejorar las características de transmisión de señales de radiofrecuencia de las ventanas de control solar o bajo emisivas. Además de la búsqueda de los diseños óptimos para este objetivo, en esta tesis se enfrentan también dos problemas específicos de la utilización de FSS en este contexto: la posible pérdida de eficiencia térmica del vidrio y el impacto visual de los patrones que van a grabarse en su superficie.

Para ello, se comienza por una revisión de la teoría electromagnética de las superficies selectivas en frecuencia y de los métodos de cálculo correspondientes. Para las estructuras más sencillas existen métodos analíticos basados en la resolución de las ecuaciones de Maxwell en estructuras periódicas, fundamentalmente en los trabajos de Markuvitz [43]. Otro método de cálculo habitual en este tipo de problemas es el método de elementos finitos, para lo cual se cuenta con el programa COMSOL Multiphysics.

Los resultados de estas simulaciones se compararán con medidas experimentales realizadas en prototipos sencillos fabricados en las instalaciones de la Universidad de Zaragoza o en ventanas completas fabricadas en Ariño Duglass.

La finalidad de este estudio preliminar es determinar cuáles son los métodos de cálculo más eficientes y precisos para las diferentes configuraciones de FSS a ensayar, y en qué medida son fiables para predecir el comportamiento de las estructuras reales a fabricar. Las conclusiones que se obtengan en este apartado guiarán el proceso de diseño a seguir en los desarrollos posteriores.

5.1. Fundamento teórico

Una superficie periódica es básicamente un conjunto de elementos idénticos dispuestos en una matriz infinita unidimensional o bidimensional. Fundamentalmente, cualquier conjunto periódico puede ser excitado de dos maneras: por una onda plana incidente E (conjunto pasivo), o por generadores individuales conectados a cada elemento (conjunto activo). En este último caso, los generadores de tensión deben tener la misma amplitud y una variación de

fase lineal en todo el conjunto activo para que pueda considerarse una superficie periódica. [15] Nosotros nos centraremos en superficies selectivas en frecuencia pasivas.

Para comprender mejor el funcionamiento de las FSS vamos a comenzar por explicar cómo funciona el modelo más sencillo de todos, uno formado por líneas conductoras en una sola dirección. Partimos de un conjunto de líneas verticales de ancho w y separadas una distancia $p-w$, es decir, una FSS con periodicidad p .

En la Figura 5.1 se muestra el modelo explicado y su equivalente circuitual para el campo incidencia paralelo a la dirección de las líneas[44]. Se muestran en gris las zonas de capa metálica (conductor) y en blanco las zonas sin capa (dieléctrico). Este código de colores se mantiene para todos los patrones de FSS que se presentan en esta tesis.

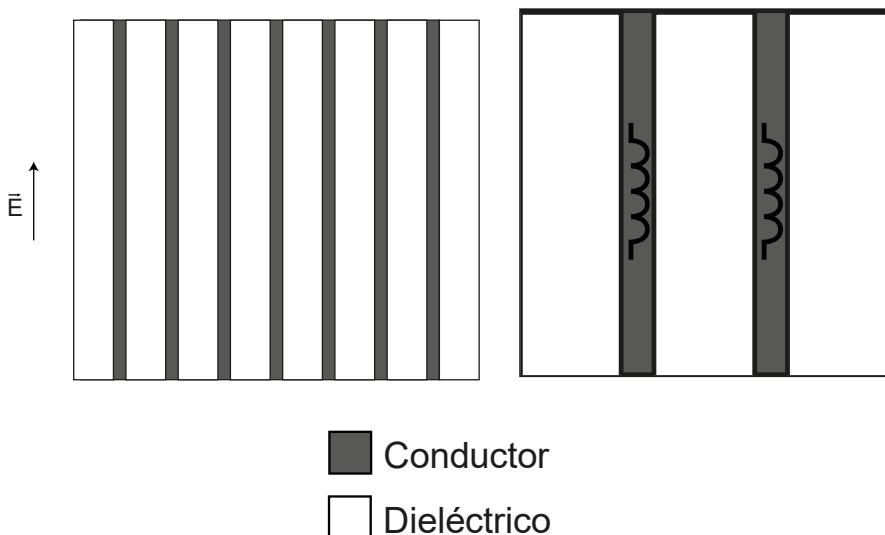


Figura 5.1 Tiras conductoras planas de espesor despreciable y anchura w

Cuando se incide con un campo eléctrico paralelo a la dirección de las líneas, el campo eléctrico sobre las líneas genera una densidad de corriente J y un campo magnético alrededor de ellas. Por ello, se puede decir que, en este caso, la FSS es equivalente a una autoinducción L cuya impedancia característica Z_g es:

$$Z_g = j\omega L = j\omega\mu_0 \frac{p}{2\pi} \ln \frac{1}{\sin\left(\frac{\pi w}{2p}\right)} \quad (5-1)$$

Y tiene por tanto un comportamiento de filtro paso alto.

Si tenemos líneas en las dos direcciones, la FSS es independiente de la polarización y el circuito equivalente de una celda es una conexión en paralelo de una inductancia y una capacitancia (Figura 5.2). Este tipo de estructuras se conocen como FSS de malla o rejilla. La impedancia de estas estructuras varía con el ángulo de incidencia para la polarización paralela al plano de incidencia o TM[45]:

$$Z_g^{TM} = j\omega L = j\omega\mu_0 \frac{p}{2\pi} \ln \frac{1}{\sin\left(\frac{\pi w}{2p}\right)} \left(1 - \frac{k_0^2}{k_{eff}^2} \frac{\sin^2(\theta)}{2}\right) \quad (5-2)$$

Para una señal polarizada vertical esta superficie se puede imaginar cómo compuesta de barras infinitamente largas que equivalen a inductores. Las barras horizontales actuarán principalmente como condensadores en paralelo con los inductores. El comportamiento de esta FSS sería el de un filtro paso banda, y en resonancia obtendríamos entonces una transmisión perfecta. Sin embargo, el problema es que, si, como es habitual, la separación de las barras horizontales es mucho mayor que su grosor ($p \gg w$), la capacitancia equivalente C es demasiado pequeña para producir una resonancia "real". En este caso la FSS se comporta también como un filtro paso alto.

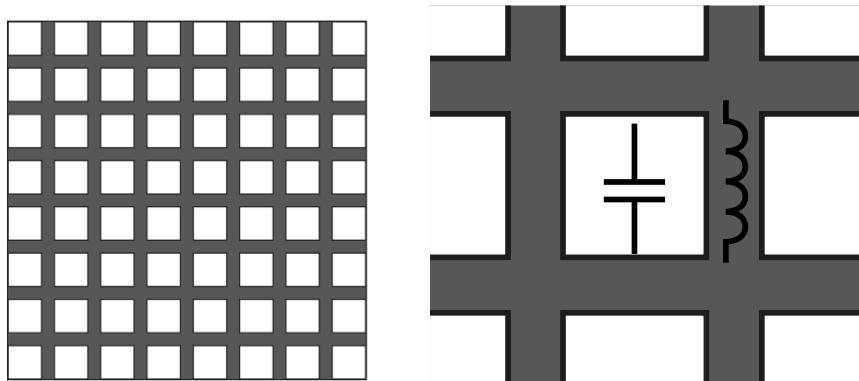


Figura 5.2 Tiras conductoras planas en las dos direcciones de anchura w y el equivalente circuital

Otro de los casos más utilizados es el complementario a este, es decir, las FSS de parches rectangulares. La estructura geométrica es como en el caso anterior, pero intercambiando las zonas de conductor y dieléctrico.

Comenzamos por el caso en el que solo tenemos líneas en una dirección. Cuando se incide con un campo eléctrico perpendicular a la dirección de las líneas, se genera una diferencia de potencial entre las zonas de conductor. Por ello, se puede decir que este modelo es equivalente a un condensador C , y funcionará como un filtro paso bajo.



Figura 5.3 Tiras de dieléctrico de anchura w en una sola dirección y su equivalente circuital

Esto es equivalente a aplicar el principio de Babinet sobre el problema anterior.

$$Z_p = \frac{\eta^2}{4Z_g} \quad (5-3)$$

Por ello, si sustituimos el ancho de línea w por el ancho del hueco w en la expresión de Z_g .

$$Z_p = \frac{1}{j\omega C} = \frac{\pi}{j\omega\epsilon_0 2pln\left(\frac{1}{sin\frac{\pi(w)}{2p}}\right)} \quad (5-4)$$

Para que el diseño sea independiente de la polarización como en el caso previo, se definen líneas de dieléctrico en ambas direcciones (Figura 5.4), dando lugar a un circuito LC serie y un filtro elimina banda. En este caso será el valor de la autoinducción el que será despreciable cuando el grosor de las líneas sea mucho menor que la periodicidad, por lo que una FSS de parches tendrá un comportamiento aproximado de filtro paso bajo.

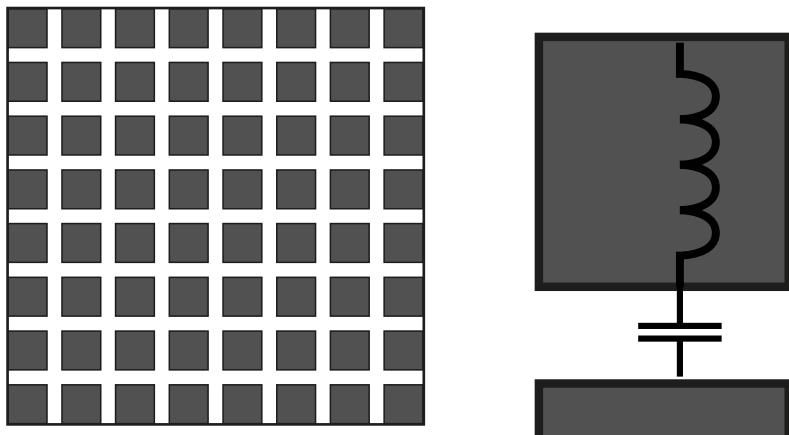


Figura 5.4 Tiras de dieléctrico de anchura w en las dos direcciones (o parches cuadrados de conductor) y su equivalente circuitual

La impedancia de la FSS de parches varía con el ángulo de incidencia para la polarización TE, siendo Z_p :

$$Z_p^{TE} = \frac{1}{j\omega C_{TE}} \quad (5-5)$$

$$C_{TE} = \frac{p\epsilon_0(\epsilon_{r1} + \epsilon_{r2})}{\pi} \ln\left(\frac{1}{\sin\left(\frac{\pi w}{2p}\right)}\right) \left(1 - \frac{k_0^2}{k_{eff}^2} \frac{\sin^2(\theta)}{2}\right) \quad (5-6)$$

Estos dos casos son los más comunes en esta tesis y, por ello, se realizará un estudio más detallado de ambos en los siguientes apartados.

Una vez que hemos explicado cómo funciona electromagnéticamente una superficie selectiva en frecuencia, pasamos a clasificar las FSS en varios tipos para luego centrarnos en los utilizados a lo largo de esta tesis.

Existen muchos tipos de FSS, y se pueden clasificar en función de distintos parámetros como las dimensiones, su comportamiento en frecuencia o si funcionan en una banda o en varias bandas (Figura 5.5). En este trabajo vamos a centrarnos en FSS de dos dimensiones, especialmente las de tipo placa (grupo 3) ya que se trata de filtros paso bajo y además minimizan el porcentaje de capa metálica retirada. También se van a utilizar diseños más complejos o varias capas con FSS (multi FSS). Para ello utilizaremos tanto algunas de las FSS más comunes y cuyas soluciones analíticas son conocidas como diseños más complejos que analizaremos mediante simulación por elementos finitos.

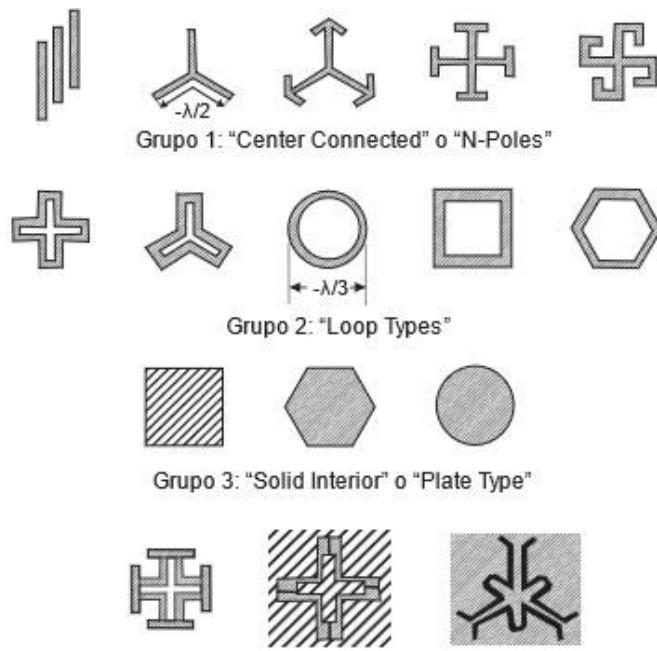


Figura 5.5 Tipos de FSS según su comportamiento en frecuencia

5.2. Cálculo de impedancia equivalente mediante elementos finitos

Una vez que se ha explicado el principio de funcionamiento de las FSS y se han introducido los tipos más básicos, se procede a elaborar un modelo en COMSOL Multiphysics que permita diseñar patrones de FSS de geometrías más complejas. Para ello, se comienza por simular los patrones de parches y malla mencionados anteriormente con el fin de poder validar nuestra simulación con las ecuaciones del apartado anterior.

El modelo de Comsol utilizado para la simulación de una FSS se reduce a la simulación de una única celda del patrón de FSS a estudiar gracias al teorema de Floquet.

Según este teorema, las corrientes en diferentes celdas de la agrupación periódica son iguales en módulo. Su fase viene determinada por el desfase de la onda de campo incidente a lo largo de la superficie plana en la que reside la agrupación conductora.

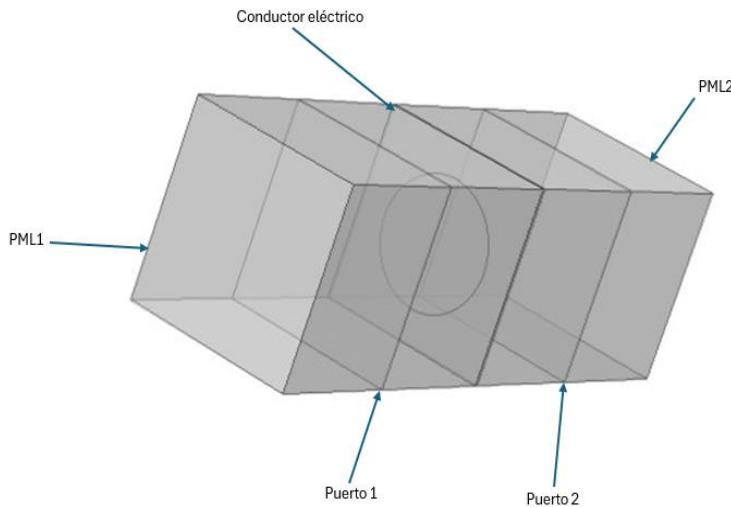


Figura 5.6 Modelo de COMSOL para FSS

La superficie metálica la definimos como conductor eléctrico perfecto (PEC). El resto del dominio de simulación está formado por aire a excepción de una pequeña capa de vidrio sobre el que está la FSS.

En los cuatro lados de la celda unitaria se utilizan condiciones de periódicas de Floquet para simular la matriz 2D infinita. Los puertos se sitúan en las caras siguientes de la estructura siendo el de la izquierda el puerto 1 y el de la derecha el puerto 2 (Figura 5.7). Las condiciones límite del puerto determinan automáticamente las características de reflexión y transmisión en términos de parámetros S. El puerto 1 es excitado con una onda electromagnética linealmente polarizada horizontal o verticalmente. Esta condición también tiene que configurarse en el puerto 2 para la correcta recepción de la onda.

Por ello, para configurar un puerto excitado por un modo TE o polarización perpendicular, especificaremos como entrada campo eléctrico $E_{1,0,0}$ siendo z la dirección de propagación de la onda, x la dirección del vector del campo eléctrico (E_x) según el eje de coordenadas de nuestro modelo.

Los bloques a los dos extremos del modelo se configuran como Perfectly Matched Layers (PML) o capas perfectamente ajustadas. Estas capas situadas en los extremos del modelo absorben el modo excitado del puerto fuente y los modos de orden superior generados por la celda. Las PML atenúan la onda a medida que se propaga en la dirección perpendicular al límite de la PML.

Se realiza el análisis en el dominio de la frecuencia y en el rango de 600 MHz a 6 GHz. En la Figura 5.7 se muestra la comparación del parámetro S_{21} obtenido por elementos finitos (naranja) frente al S_{21} obtenido a partir del modelo analítico (azul) para una FSS de parches de $w = 0.1$ mm y $p = 10$ mm.

Se puede observar que los dos resultados son muy similares y, por tanto, nuestro modelo de COMSOL es adecuado y se podría utilizar para simular otros patrones con sólo cambiar la FSS en el plano y las dimensiones x e y que controlan la periodicidad. Se puede observar cómo esta FSS tiene un comportamiento de filtro paso bajo, ya que su atenuación aumenta con la frecuencia.

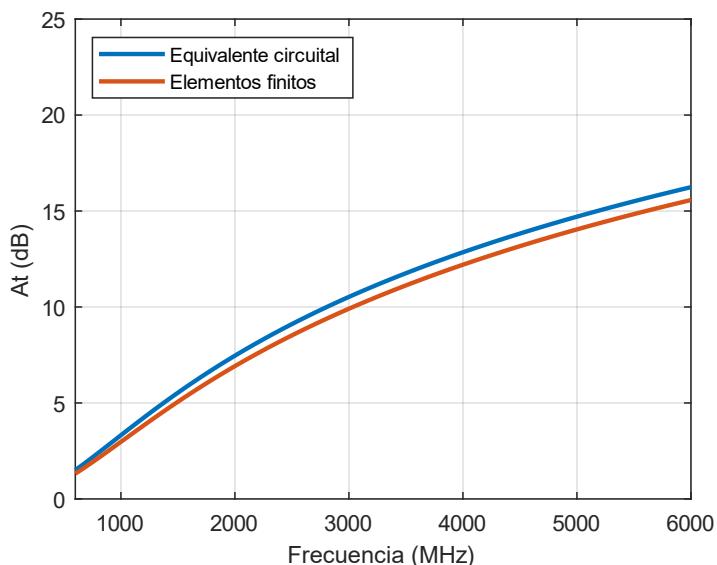


Figura 5.7 Resultado de la atenuación producida por una FSS de tipo parche de $w = 100 \mu\text{m}$ y $p = 10 \text{ mm}$ utilizando las ecuaciones de equivalente circuitual (azul) o la simulación por elementos finitos.

Para FSS de geometrías más complejas, la celda se dibuja mediante un programa de CAD externo, ya que así resulta más sencillo dibujar los patrones deseados., y luego se importa esta celda unidad a COMSOL Multiphysics para su simulación.

Una vez se ha verificado el buen funcionamiento del modelo de COMSOL se procede a comprobar experimentalmente que las impedancias de las FSS obtenidas por ambos métodos son correctas y que pueden incluirse como una impedancia en paralelo en el modelo de multicapas.

5.3. Validación del modelo de multicapas

Se llevan a cabo una serie de medidas experimentales en la cámara anechoica para validar los resultados del modelo de multicapas utilizando el método de medida explicado en la sección 4.4.

5.3.1. FSS sobre vidrio monolítico

Se comienza por la simulación de caso sencillo, un vidrio monolítico de 4 mm con una FSS de parches, con el fin de comprobar si el modelo funciona.

Se procede a estudiar el comportamiento en frecuencia de un vidrio estándar de espesor d_v y con una permitividad relativa de 7.2 (índice de refracción de 2.68). El vidrio cuenta con una capa de control solar o bajo emisiva sobre la que se realiza una FSS de parches con un grosor de línea w de 50 um y una periodicidad p que va variando. El modelo equivalente de este vidrio es bastante sencillo. Si se añade al vidrio monolítico con $d_v = 5$ mm y una capa bajo emisiva con una FSS, basta con incluir la impedancia de la FSS en paralelo (Figura 5.9).

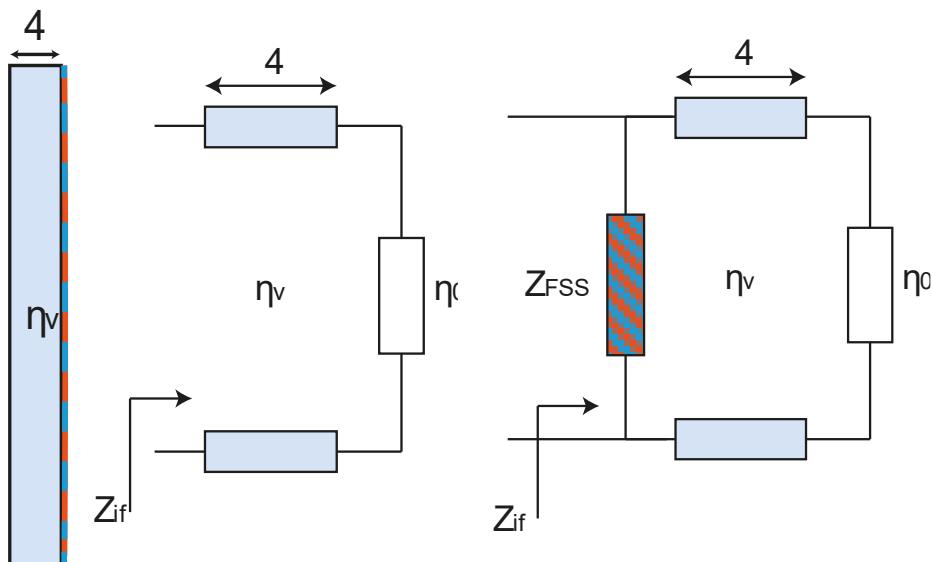


Figura 5.8 Vidrio monolítico, modelo de multicapas para un vidrio monolítico estándar y con FSS (De izda. a dcha)

El comportamiento en frecuencia del vidrio monolítico estándar y con FSS se representa en la Figura 5.9 donde se representan en línea continua resultados experimentales y en línea discontinua resultados del modelo de simulación. La curva morada representa la atenuación de un vidrio monolítico sin capa de 4 mm. La curva azul corresponde al mismo vidrio, pero con una FSS de parches de $w = 50\text{um}$ y $p = 7\text{mm}$, y la amarilla solo la FSS sobre un vidrio de espesor despreciable y la naranja la de la capa metálica nanométrica.

En lo referente a la medida de vidrio con FSS, se observa como la medida y la simulación coinciden. Se observa la tendencia del filtro paso bajo y el efecto de la resonancia del vidrio con un máximo en 4 GHz.

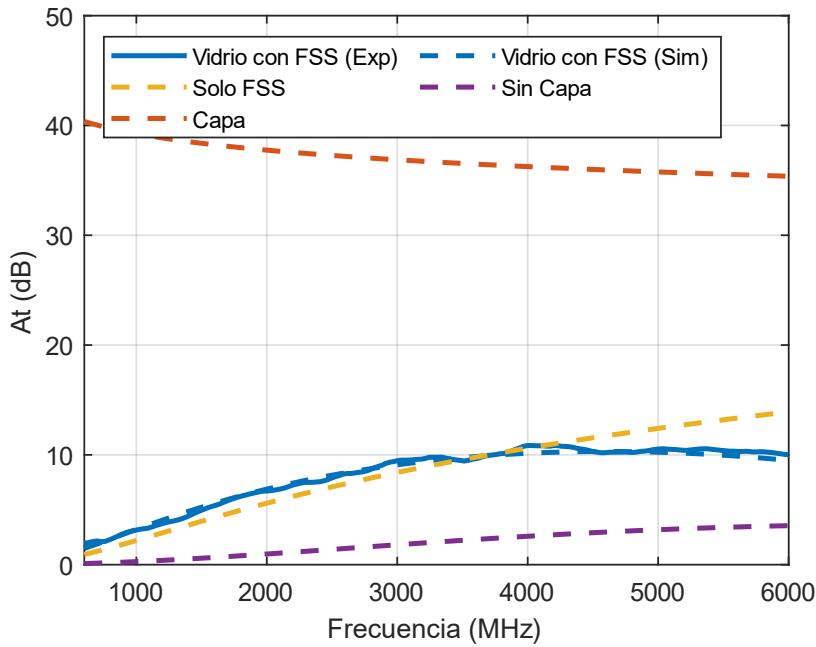


Figura 5.9 Atenuación vidrio monolítico con modelo teórico de multicapas.

5.3.2. FSS en ventana con acristalamiento complejo

Como ya se ha comentado, las ventanas de trenes y edificios suelen ser estructuras compuestas por varios vidrios y cámaras de aire. Un ejemplo de acristalamiento es el de la Figura 5.10, formada por un primer vidrio de 4 mm con una capa nanométrica bajo emisiva en la segunda cara, una cámara de aire de 12 mm y un segundo vidrio de 5 mm.

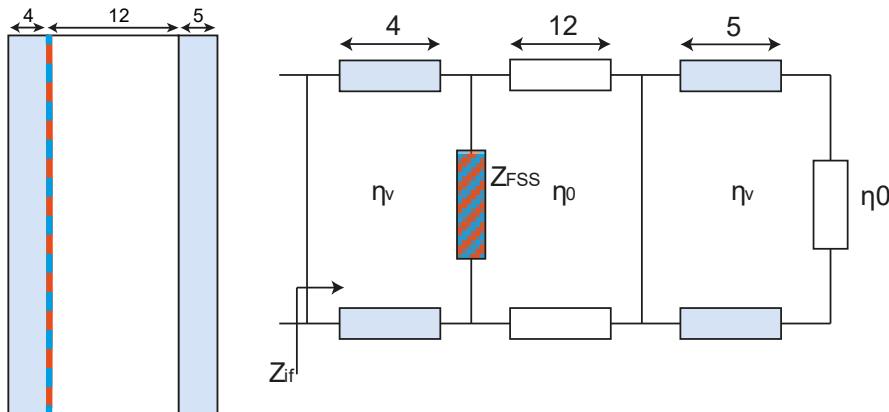


Figura 5.10 Ventana doble acristalada con FSS y su modelo de multicapas equivalente

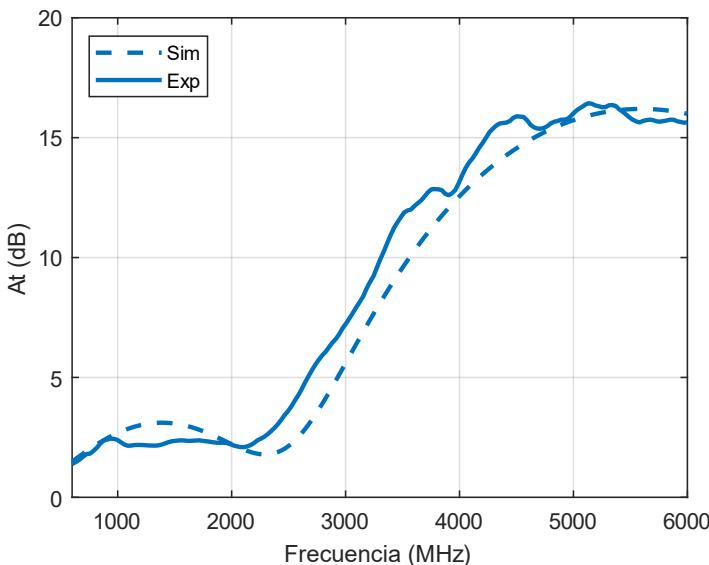


Figura 5.11 Medida y simulación de un doble acristalamiento con FSS de parches

En la Figura 5.11 observa como la medida y la simulación coinciden y, por tanto, el modelo de multicapas funciona. Sin embargo, también se puede observar como la atenuación aumenta considerablemente a altas frecuencias (a partir de 3.5 GHz), aunque en gran medida es debido a las resonancias entre las multicapas de la ventana más que a la FSS. Para demostrarlo, se realizan medidas y simulaciones con ventanas doble acristaladas sin capa nanométrica bajo emisiva para comprobar cómo se comportan cuando incide sobre ellas una onda electromagnética en el rango de frecuencias de interés. Además, se estudia el efecto del espesor de la cámara de aire.

En la Figura 5.12, se observar que las resonancias observadas en la figura anterior se mantienen, lo que implica que son debidas a la propia estructura de la ventana. Cuanto mayor es la dimensión de la cámara de aire, menor es la frecuencia de resonancia, ya que se producen resonancias constructivas (mínimo de atenuación) o destructivas (máximo de atenuación) para señales de mayor longitud de onda (y menor frecuencia). Este efecto se puede utilizar para conseguir diseños con máximos y mínimos de atenuación en distintas frecuencias al combinar el efecto del acristalamiento y de las FSS.

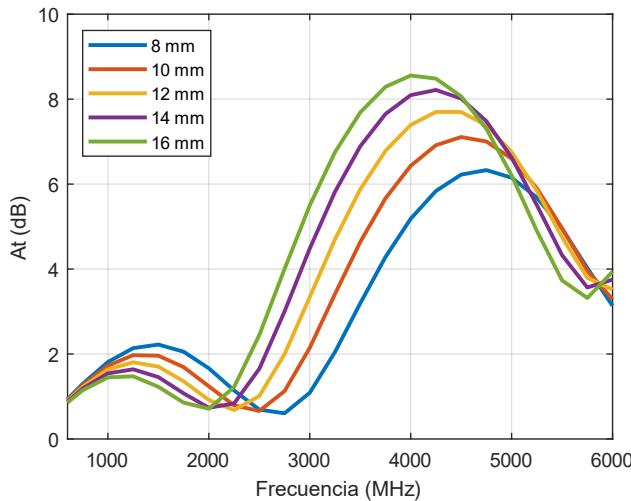


Figura 5.12 Atenuación de ventana con doble acristalamiento en función del espesor de la cámara de aire

5.4. Diseños de FSS y su validación sobre vidrio monolítico

En este apartado nos vamos a centrar en estudiar diferentes patrones de FSS y comprobar su comportamiento sobre un vidrio monolítico de 4 mm. Se realizan estudios de los patrones de parches y rejilla ya explicados en el apartado anterior, y de otras geometrías interesantes para buscar distintos comportamientos en frecuencia.

5.4.1. Parches

Este patrón está formado por parches metálicos de periodicidad p y separación entre parches w . Estos parámetros se irán variando para obtener diferentes comportamientos en frecuencia.

Se realiza un estudio más detallado de esta FSS ya que es el más utilizado en la mayoría de los diseños presentados en esta tesis. Este diseño puede estudiarse utilizando las ecuaciones de su equivalente circuital ya citadas o bien mediante simulación por elementos finitos. La atenuación de patrones de FSS de parche con un grosor de línea w igual a 100 μm y un valor de p que varía de 1 a 15 mm se recoge en la Figura 5.13. Podemos observar como la atenuación de radiofrecuencia aumenta al aumentar la periodicidad de la celda, ya que esto produce valores del condensador equivalente C menores (según la fórmula (5-6)) y, por tanto, disminuye la frecuencia de corte del filtro paso bajo correspondiente.

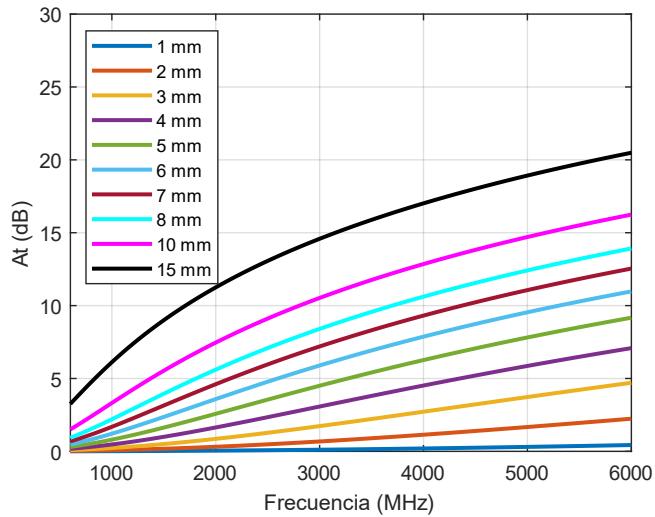


Figura 5.13 Atenuación de parches con $w = 100 \mu\text{m}$ y p entre 1 y 15 mm

Por otro lado, la emisividad es menor cuando disminuye el porcentaje de capa metálica retirada, es decir, cuanto mayor es la periodicidad p (Tabla 5-1). Por ello, habrá que mantener un equilibrio siempre entre estas dos tendencias y priorizar una u otra según el objetivo principal de diseño sea maximizar la transmisión en RF o minimizar el coeficiente de transmisión térmica U .

Tabla 5-1 Emisividad de patrones de FSS de tipo parche con ancho de línea $w = 0.1 \text{ mm}$ para distinto valor de periodicidad p

Periodicidad FSS (mm)	% Capa retirada	Emisividad
$p = 1$	20	0.207
$p = 2$	10	0.128
$p = 3$	6.6	0.102
$p = 4$	5	0.089
$p = 5$	4	0.082
$p = 6$	3.33	0.076
$p = 7$	2.86	0.072
$p = 8$	2.5	0.069
$p = 10$	2	0.066
$p = 15$	1.33	0.06
Capa AN62	0	0.05
Vidrio	100	0.837

En la Figura 5.14, se puede observar cómo cuanto mayor es el ancho de línea menor es la atenuación en RF para las frecuencias de interés. Sin embargo, hay

que tener en cuenta que también se retira más porcentaje de capa nanométrica bajo emisiva y, por tanto, la emisividad de patrones con mayor w será también mayor.

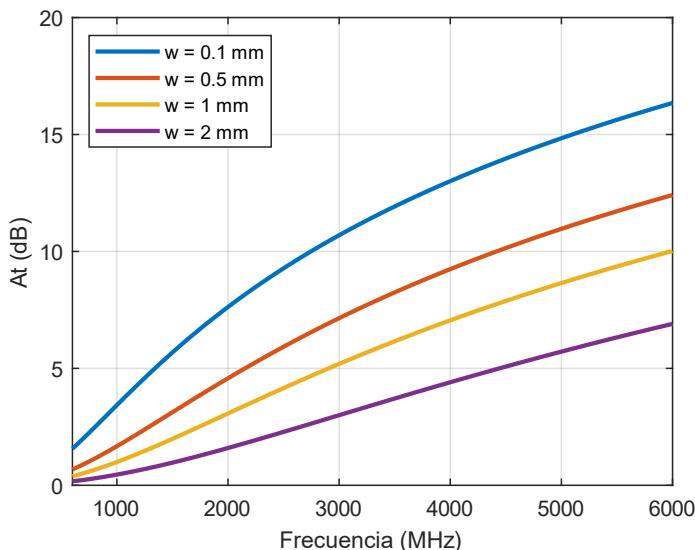


Figura 5.14 Atenuación de parches de periodicidad $p=10$ mm y distintos valores de w

Una vez que se ha estudiado la dependencia de este patrón con los dos parámetros de diseño (p y w) se procede a estudiar cómo influye la incidencia en ángulo para cada una de las dos polarizaciones.

Estudio en ángulo y polarización

Como ya se ha comentado, la impedancia de la FSS de parches cambia con el ángulo de incidencia para la polarización perpendicular o TE. En la Figura 5.15 se representa la atenuación de un vidrio monolítico de 4 mm con una FSS de parches de $w = 0.1$ mm y $p = 10$ mm. En esta gráfica se compara el resultado de tener en cuenta la variación de la impedancia de la FSS con el ángulo según la fórmula (5-6) (línea discontinua) o utilizar siempre la impedancia obtenida para incidencia 0° (línea continua).

Podemos observar como el efecto de variar esta impedancia con el ángulo es mucho menor que la variación debida a la propia incidencia sobre la interfaz aire-vidrio según las ecuaciones de Fresnel. Esto indica que, en los casos en que sea difícil o costoso calcular esa dependencia de la impedancia con el ángulo, error cometido al utilizar simplemente la impedancia en incidencia normal probablemente será pequeño en comparación con el efecto de las reflexiones en las caras de los vidrios.

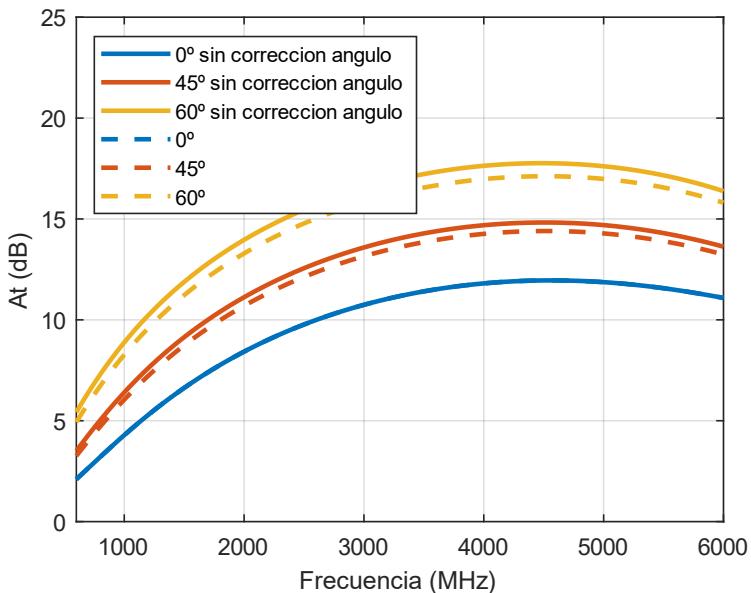


Figura 5.15 Atenuación de un vidrio monolítico de 4 mm con parches de $p= 10\text{ mm}$ teniendo en cuenta la variación de la impedancia de los parches para la polarización TE (línea discontinua) y para impedancia sin variación de ángulo (línea continua)

La Figura 5.16 y Figura 5.17 muestran las medidas y simulaciones de un vidrio monolítico de 4 mm con parches con un grosor de línea de $100\text{ }\mu\text{m}$ y una periodicidad 7 mm . Esta muestra se ha estudiado para ambas polarizaciones y varios ángulos de incidencia. Las curvas continuas representan los resultados experimentales y las curvas discontinuas los resultados teóricos con el modelo multicapa.

Existe una gran concordancia entre las mediciones y la atenuación predicha por nuestro modelo. Se puede observar cómo cambia la atenuación con el ángulo de incidencia para la polarización TE y TM según las ecuaciones de Fresnel.

Como este patrón es de los más utilizados, se procede a su caracterización experimental hasta 18 GHz para comprobar que tanto la FSS como el modelo de multicapas funcionan correctamente en ese rango.

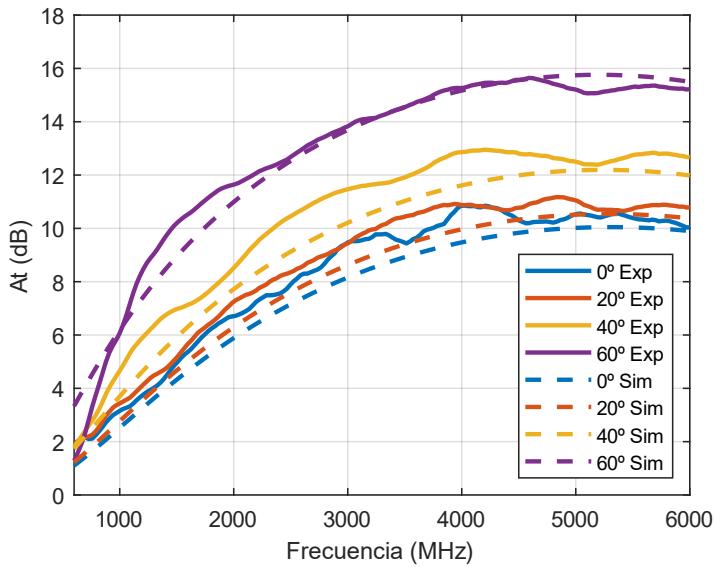


Figura 5.16 Atenuación de vidrio de 4 mm con un patrón de FSS de parches con $p = 7 \text{ mm}$ y $w = 50 \mu\text{m}$ FSS para diferentes ángulos y polarización TE.

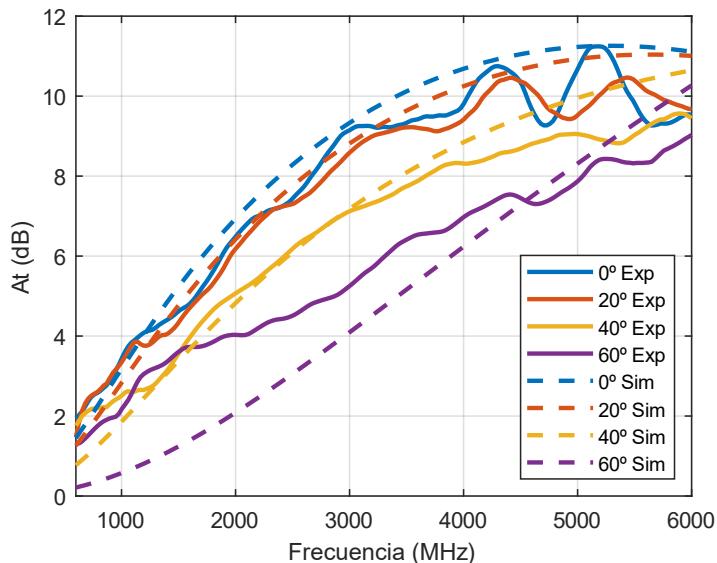


Figura 5.17 Atenuación de vidrio de 4 mm con un patrón de FSS de parches con $p = 7 \text{ mm}$ y $w = 50 \mu\text{m}$ FSS para diferentes ángulos y polarización TM.

Estudio de parches a frecuencias más altas

Durante la estancia de un mes en el grupo de radiación (GR) de la Universidad Politécnica de Madrid se llevaron a cabo una serie de medidas de vidrios monolíticos con FSS hasta 18 GHz. De este modo podemos comprobar cómo se comportan las muestras a mayores frecuencias y si el modelo teórico sigue ajustándose a los resultados experimentales.

El método de medida es el mismo que para los casos anteriores. El sistema de medida es equivalente, aunque en este caso se dispone de una cámara anechoica de mayores dimensiones, un conjunto de antenas bocinas piramidales para los distintos rangos de frecuencia y un analizador vectorial de espectros Agilent HP8530A. Los distintos rangos de medida son:

- Rango 1: 1-6 GHz (en Universidad de Zaragoza)
- Rango 2: 4-10 GHz
- Rango 3: 7.5 – 13 GHz
- Rango 4: 12 GHz – 18 GHz

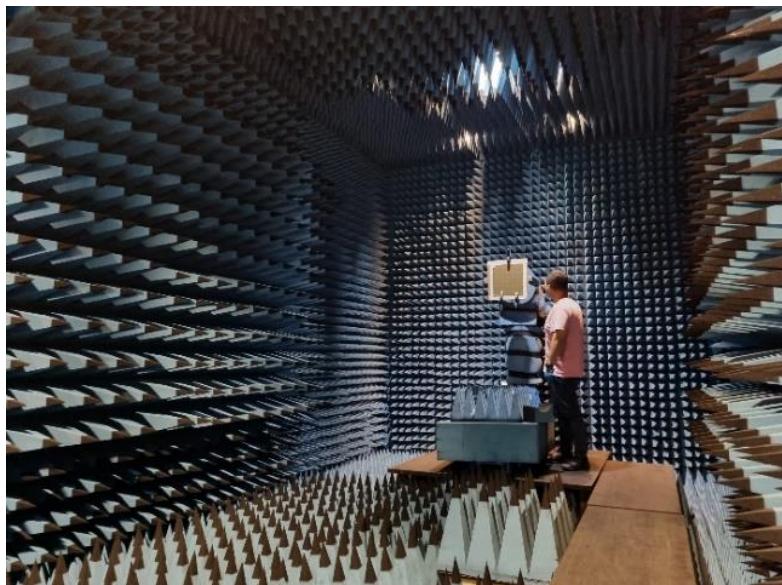


Figura 5.18 Sistema de medida en la cámara anechoica de la UPM

En la Figura 5.19 se muestran los resultados teóricos (en línea discontinua) y experimentales (en línea continua) de los vidrios monolíticos de 5 mm con FSS de parches con $w = 0.1$ mm y valores de $p = 1, 3, 5, 7$ y 10 mm.. Se puede observar una gran similitud entre la predicción del modelo teórico y el resultado experimental en todos los casos.

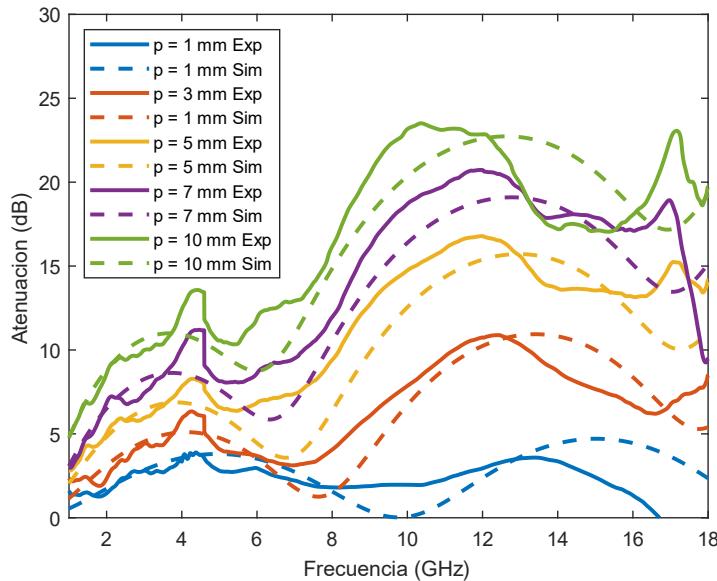


Figura 5.19 Resultados experimentales (línea continua) y teóricos (línea discontinua) de las distintas muestras de vidrio monolítico con los patrones FSS explicados.

Al igual que en la simulación del apartado anterior, se puede observar que la atenuación que introducen los vidrios monolíticos de 5 mm con la FSS de parches es mayor conforme aumenta la periodicidad del patrón. Esto es debido a que la frecuencia de corte del filtro paso bajo es menor al aumentar la periodicidad.

El mejor caso desde el punto de vista de transmisión de señales de radiofrecuencia es el de periodicidad 1 mm, ya que es en el que la atenuación es inferior (menor a 5 dB en toda la banda), pero conlleva retirar el 20% de la capa metálica y afectar notablemente a su comportamiento como vidrio de control solar o bajo emisivo.

Si escogemos los mejores casos en términos de comportamiento térmico y de eficiencia energética, en los patrones de 7 y 10 mm se retira menos del 3% de la capa metálica, aunque la atenuación es mayor de 15 dB en gran parte del rango de frecuencias. Los patrones de 3 y 5 mm se mantienen por debajo de 15 dB retirando menos del 10 % de la capa, siendo por ello los más adecuados dados ambos requisitos.

5.4.2. Rejilla

El diseño de malla, en general, no es el más adecuado para las aplicaciones más habituales, ya que es un filtro paso alto y, además, la cantidad de capa retirada es muy elevada y, por tanto, el coeficiente de transmisión térmica no cumple los requisitos de eficiencia térmica exigidos normalmente. Sin

embargo, pueden ser útiles para combinarse con otras FSS y conseguir comportamientos de paso banda o aplicaciones *Bird Friendly*.

Se estudian los tamaños de línea de 1 y 2 mm para distintas periodicidades de celda ya que son los más interesantes para combinarse en estructuras con múltiples FSS con otros filtros paso bajo para conseguir comportamientos más avanzados. Además, serán útiles para utilizarse en aplicaciones *Bird Friendly*.

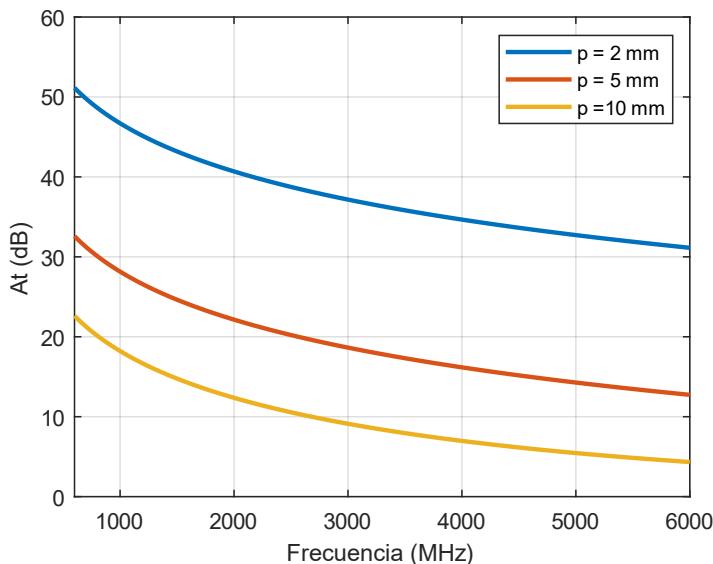


Figura 5.20 Comportamiento en frecuencia de rejillas con $w = 1 \text{ mm}$ y distinta periodicidad de celda

En Figura 5.20 se puede observar cómo conforme aumenta la periodicidad de la celda se obtiene menor atenuación. Esto es debido a que según las ecuaciones del equivalente circuitual se trata de un filtro paso alto.

Tabla 5-2 Emisividad de patrones de FSS de tipo rejilla con ancho de línea $w = 1 \text{ mm}$ para distinto valor de periodicidad p

Ancho de línea w	Periodicidad FSS	% Capa retirada	Emisividad
$w = 1 \text{ mm}$	$p = 5 \text{ mm}$	60	0.522
$w = 1 \text{ mm}$	$p = 7 \text{ mm}$	71.43	0.612
$w = 1 \text{ mm}$	$p = 10 \text{ mm}$	80	0.68
$w = 1 \text{ mm}$	$p = 20 \text{ mm}$	90	0.758
Capa AN62	-	0	0.05
Vidrio	-	100	0.837

En la Figura 5.21 se presentan varios ejemplos de rejilla con $w = 2 \text{ mm}$ y distintas periodicidades. Podemos observar cómo conforme aumenta la periodicidad disminuye la atenuación producida por el patrón de FSS ya que se comporta como paso alto ya que el valor del condensador es despreciable.

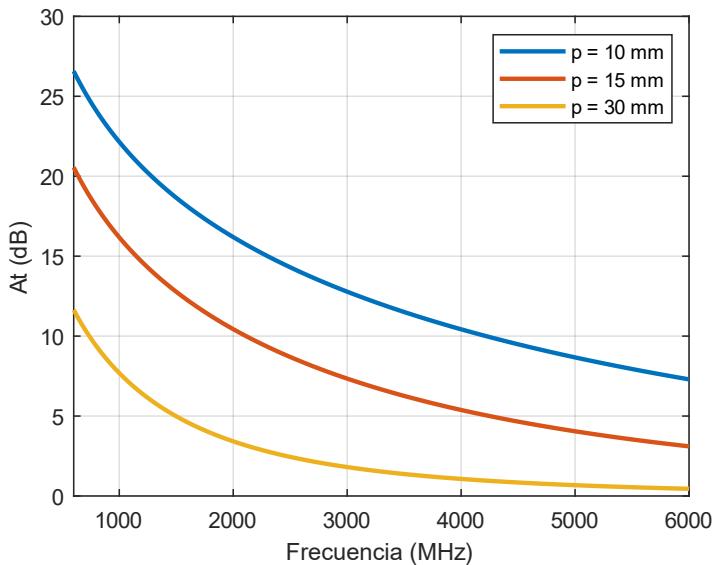


Figura 5.21 Comportamiento en frecuencia de rejillas con $w = 2$ mm y distinta periodicidad de celda

En Tabla 5-3 se muestra el porcentaje de capa retirada con cada diseño y su autoinducción equivalente. En función de estos datos, se escogerán los diseños que se consideran más interesantes para ser fabricados sobre vidrio monolítico de 4 mm y comprobar su comportamiento.

Tabla 5-3 Emisividad de patrones de FSS de tipo rejilla con ancho de línea $w = 2$ mm para distinto valor de periodicidad p

Ancho de línea FSS	Periodicidad FSS	% Capa retirada	Emisividad
$w = 2$ mm	$p = 10$ mm	60	0.522
$w = 2$ mm	$p = 15$ mm	73.33	0.627
$w = 2$ mm	$p = 20$ mm	80	0.679
$w = 2$ mm	$p = 25$ mm	84	0.711
$w = 2$ mm	$p = 30$ mm	86.66	0.732

En la Figura 5.22 se muestra el resultado experimental y teórico de la rejilla de anchura de línea de $w = 1$ mm y una periodicidad de la celda $p = 5$ mm. Se puede observar que ambas gráficas coinciden.

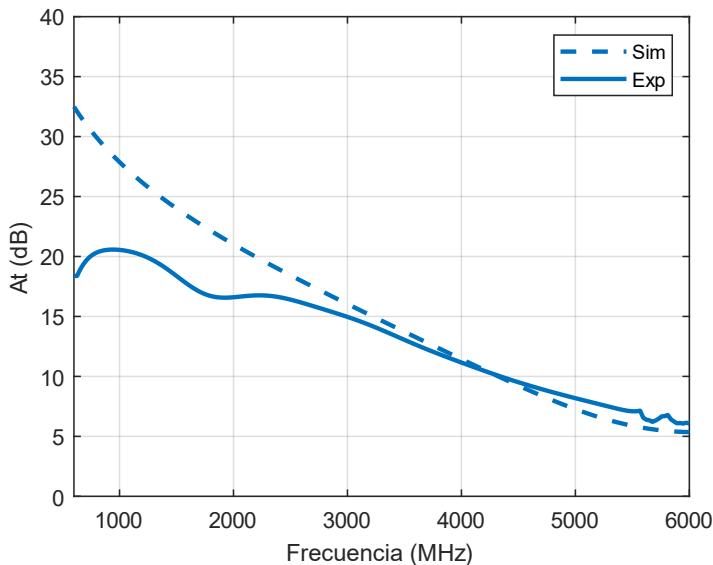


Figura 5.22 Medida y simulación de atenuación de un vidrio monolítico de 4 mm con patrón de rejilla de $w = 1$ mm y $p = 5$ mm en incidencia normal.

En la Figura 5.23, se comparan ambos resultados para la rejilla $w = 2$ mm y $p = 30$ mm. En este caso tenemos un filtro paso banda de gran ancho de banda y en torno a 2.6 GHz debido a la combinación del efecto del vidrio y del paso alto. La medida y la simulación coinciden y mantienen una atenuación por debajo de 5 dB de 1 a 6 GHz.

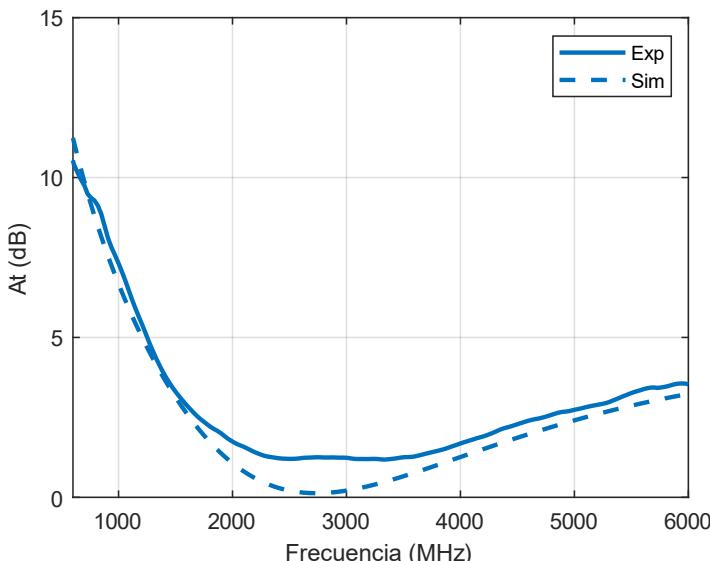


Figura 5.23 Medida y simulación de atenuación de un vidrio monolítico de 4 mm con patrón de rejilla de $w = 2$ mm y $p = 30$ mm en incidencia normal.

5.4.3. Parche circular

Este modelo es similar al parche rectangular, pero en este caso se trata de círculos de conductor en vez de cuadrados. Este patrón es útil para ser combinado con patrones de malla y para casos en los que se desee que el patrón sea visible, como por ejemplo en los vidrios *Bird Friendly*, mientras se mantiene un nivel de atenuación de radiofrecuencia bajo. Como no se dispone de ecuaciones analíticas, se procede a simular mediante COMSOL esta geometría.

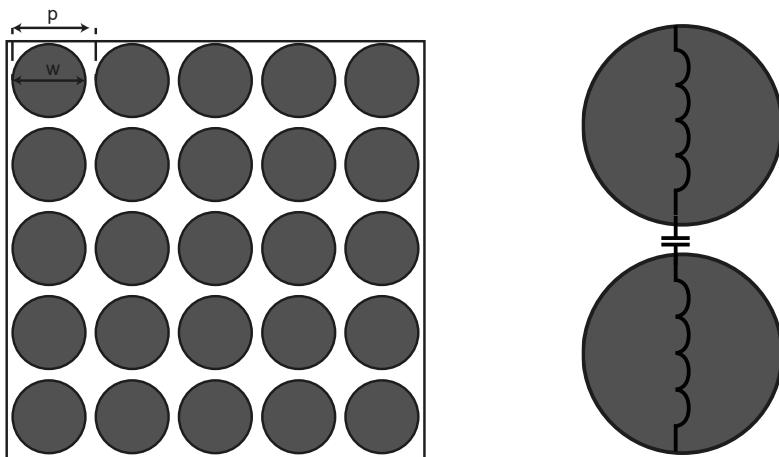


Figura 5.24 Parche circular y su equivalente circuital

Tabla 5-4 Simulaciones FSS circulares

Nombre del patrón	Dimensiones FSS	% Capa retirada	Emisividad
Círculos 1	R = 3 mm P1 = 100 mm P2 = 50 mm	99.43	0.832
Círculos 2	R = 6 mm P1 = 100 mm	90.95	0.764
Círculos 3	R = 9 mm P1 = P2 = 20 mm	36.38	0.322
Círculos 4	R = 7 mm P1 = P2 = 20 mm	61.51	0.526
Círculos 5	R = 5 mm P1 = P2 = 20 mm	80.36	0.678

La organización American Bird Conservancy ha desarrollado algunos patrones de círculos que facilitan la detección de las aves, aunque sin propiedades de paso de señales de radiofrecuencia.

El primer patrón elegido por la American Bird Conservancy (ABC) para que sea distingible por las aves está formado por circunferencias de radio 3 mm, con una separación entre centros (o periodicidad) de 10 cm entre dos círculos de una misma fila y de 5 cm entre los de una columna. En esta FSS se retira mucha capa y su comportamiento en RF es similar al que habría para un vidrio sin capa (Figura 5.25).

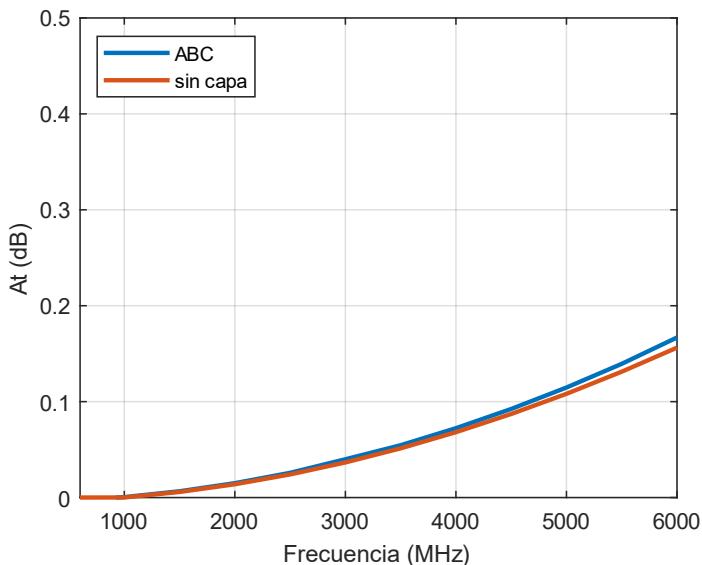


Figura 5.25 Patrón de American Bird Conservancy (ABC) frente a vidrio sin capa

En la Figura 5.26 se muestran los resultados de simulación de patrón de círculos con distinto radio r manteniendo fija la periodicidad de la FSS en $p = 20$ mm. Se observa que conforme aumenta el radio de la circunferencia aumenta la atenuación, como ocurre si aumentamos la periodicidad de los parches rectangulares manteniendo el ancho de línea fijo. Por ello, se observa un comportamiento de filtro paso bajo, ya que el efecto del condensador es mucho mayor que el de la bobina. Las soluciones con mayor radio son mejores en emisividad, así que habrá que estudiar su impacto en acristalamientos complejos en el capítulo siguiente.

En los patrones de Círculos 3, 4 y 5 se fija la periodicidad de celda en 20 mm y se varía el radio de las circunferencias entre 5, 7 y 9 mm. Podemos observar que el patrón número 3 es el que peor comportamiento en RF tiene de estos 3 pero también es el mejor desde un punto de vista térmico. El resto de patrones pueden ser útiles para las aves pero tienen una emisividad más alta (se retira más de un 50% de la capa bajoemisiva) que conlleva un factor U más elevado en los distintos acristalamientos.

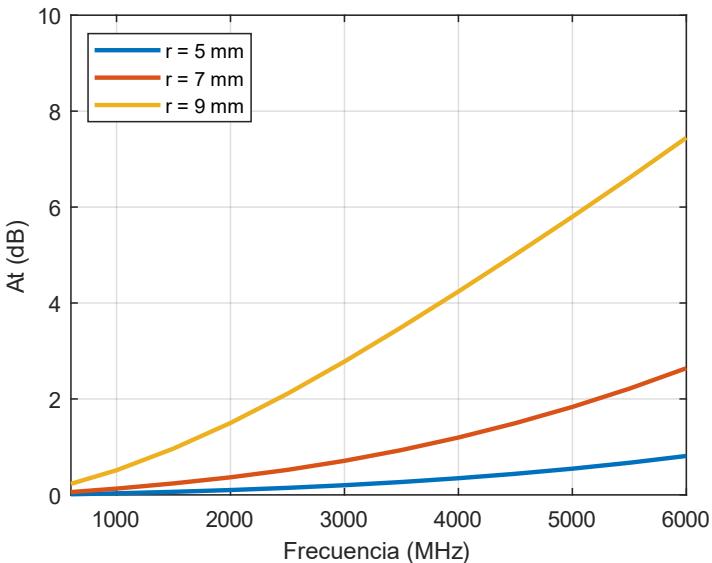


Figura 5.26 Simulación para celda de periodicidad p fija a 20 mm y para distintos valores de radio r

Este patrón es el más interesante de los 3 y se fabrica sobre vidrio monolítico para comprobar su comportamiento. En la Figura 5.27, se compara el resultado experimental y simulado. Se puede observar que ambas gráficas no coinciden probablemente debido a un error en la fabricación de la muestra.

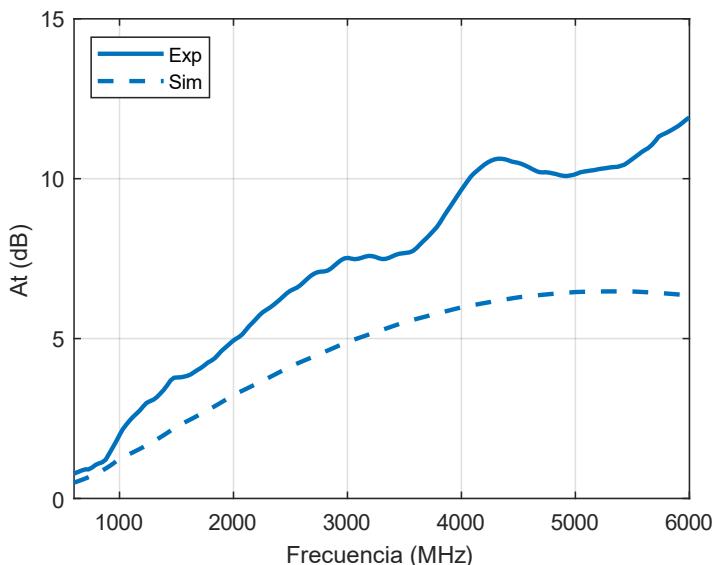


Figura 5.27 Medida y simulación de circular patch de $r = 9 \text{ mm}$

Sin embargo, cuando se compara con un círculo de radio mayor, de 9.8 mm se puede observar que la medida de la muestra de $r = 9 \text{ mm}$ y la de simulación de $r = 9.8 \text{ mm}$ son muy similares (Figura 5.28). Una hipótesis que los círculos

se hubieran fabricado con un radio mayor o que el láser no ha retirado bien el conductor.

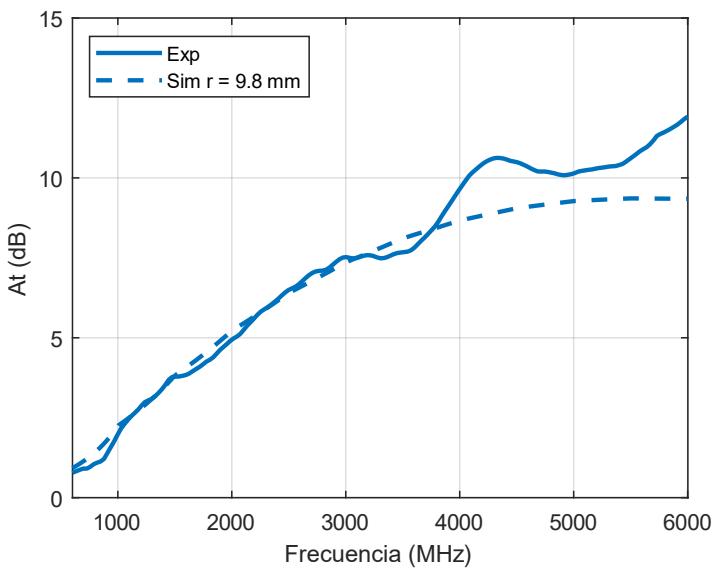


Figura 5.28 Medida y simulación de circular patch de $r = 9.8$ mm

5.4.4. Cinco Anillos

Este patrón es una combinación de 5 anillos de radio exterior r_1 y radio interior r_2 [46], [47], [48]. La diferencia entre estos círculos es un anillo de anchura de línea w . El tamaño de celda p coincide con el radio mayor r_1 de manera que este diseño es un filtro paso bajo. Este patrón tiene más estabilidad en ángulo y polarización y mantiene un buen comportamiento térmico. Esta FSS y su equivalente circuital se muestran en la Figura 5.29.

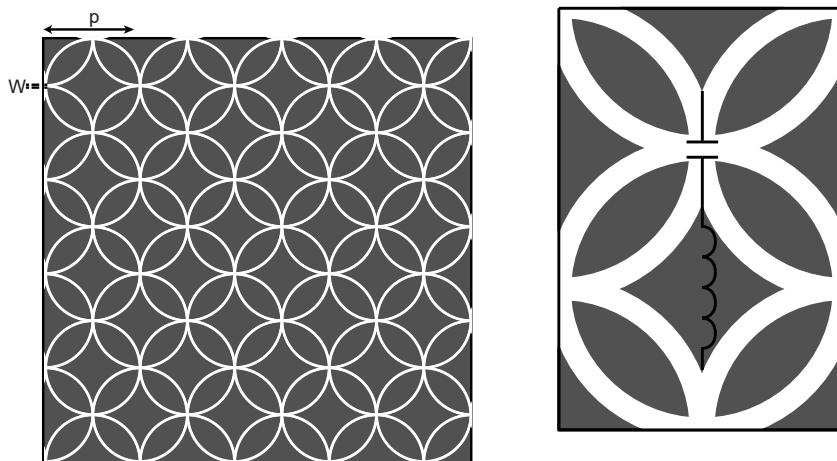


Figura 5.29 Patrón de 5 anillos y su equivalente circuital

En la Figura 5.30 podemos observar que, conforme aumenta la periodicidad de la celda, aumenta su atenuación, al igual que ocurría con los parches, ya que se comportan de manera equivalente. Son filtros paso bajo porque el efecto del condensador es mayor que el de la autoinducción. En la Tabla 5-5 se recogen las características de estos diseños.

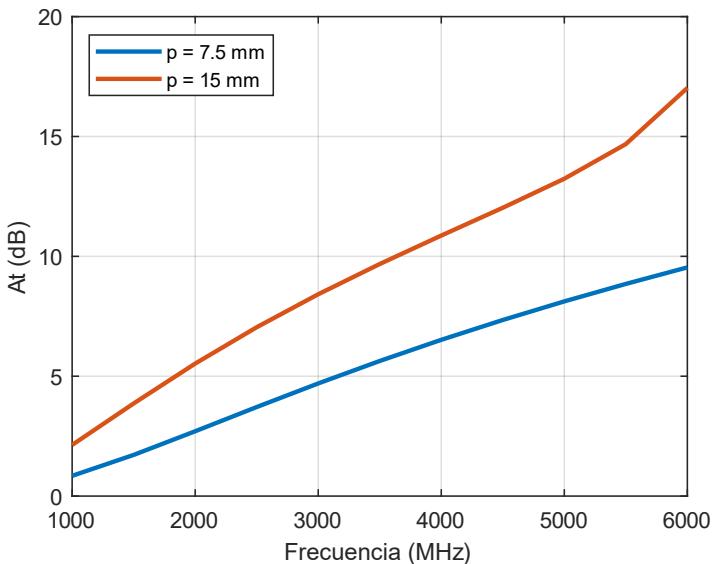


Figura 5.30 Comportamiento en frecuencia de patrón de anillos de ancho de línea $w=0.1$ mm y con distinto valor de periodicidad p

Tabla 5-5 FSS de anillos con ancho de línea $w = 0.1$ mm para distinto valor de periodicidad p

Periodicidad p (mm)	Radio r anillo (mm)	Ancho de línea w (mm)	% Capa retirada	Emisividad
7.5	3.25	0.1	12.56	0.15
15	7.5	0.1	6.28	0.099
30	15	0.1	3.14	0.074
60	30	0.1	1.57	0.062

En la Figura 5.31, podemos observar que, conforme aumenta la anchura de la línea w en una celda de periodicidad fija (en este caso $p = 7.5 \text{ mm}$), la atenuación disminuye. Al igual que en otros casos, hay que considerar que también se quita más capa metálica, por lo que habrá que mantener un equilibrio entre buen comportamiento en RF y buen comportamiento térmico.

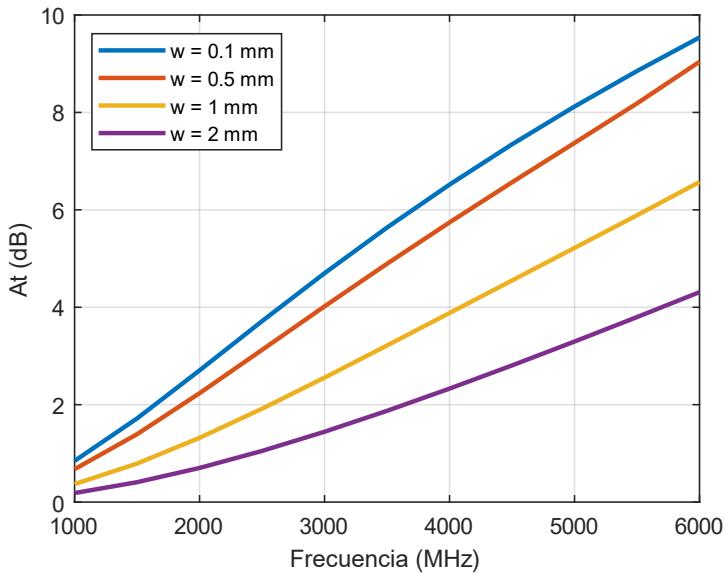


Figura 5.31 Comportamiento en frecuencia de patrón de anillos de periodicidad p igual a 7.5 mm cuando se varía el ancho de línea w

Se elige fabricar el modelo de $w = 0.1 \text{ mm}$, $r = 7.5 \text{ mm}$ y $p = 15 \text{ mm}$ para validar su comportamiento sobre monolítico. En la Figura 5.32 se puede observar cómo ambas líneas coinciden.

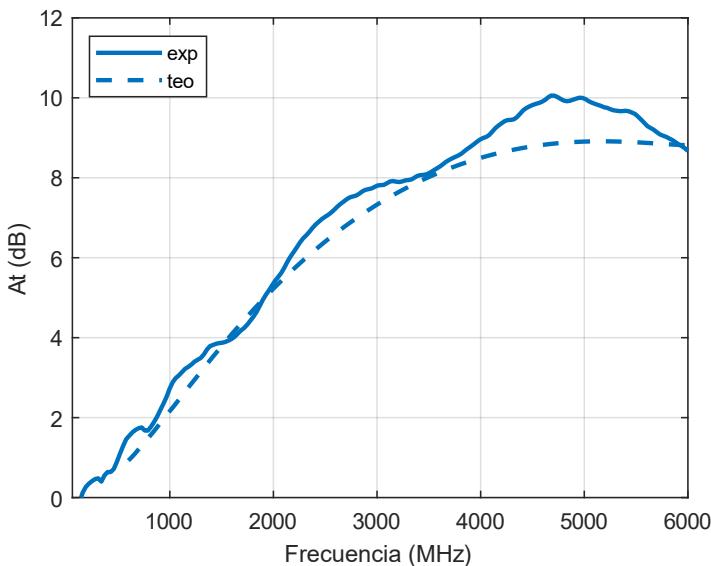


Figura 5.32 Medida y simulación del patrón de anillos sobre un vidrio monolítico de 4 mm

5.4.5. Hexágonos

Este patrón está formado por varios hexágonos colocados según la estructura de la Figura 5.33 (izquierda). La celda unidad es la que se muestra en esta misma figura (derecha), en la que las dimensiones x e y son ligeramente diferentes. En este patrón se retira más capa que en casi todos los de parches, pero tiene muy poco impacto visual y muy buen comportamiento RF en la banda de frecuencias de interés.

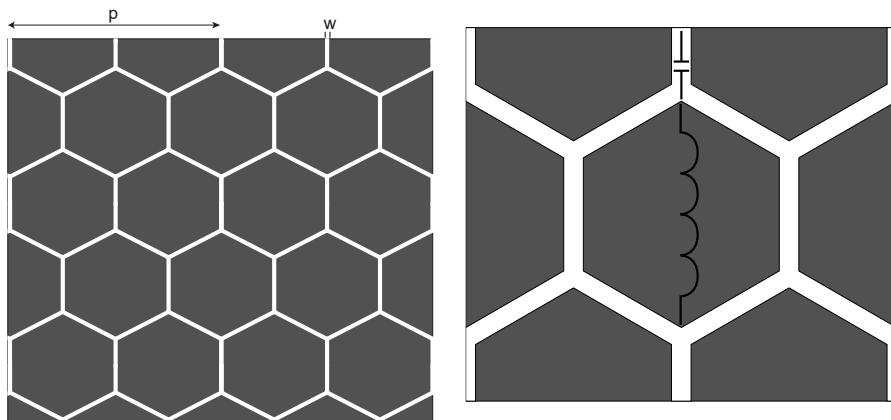


Figura 5.33 Patrón de hexágonos y su circuito equivalente

En la Figura 5.34 se muestra el patrón de hexágonos con periodicidad $p = 3$ mm y variando la anchura de la línea w entre 0.1 y 1 mm. Se puede observar cómo conforme aumenta el ancho de línea disminuye la atenuación.

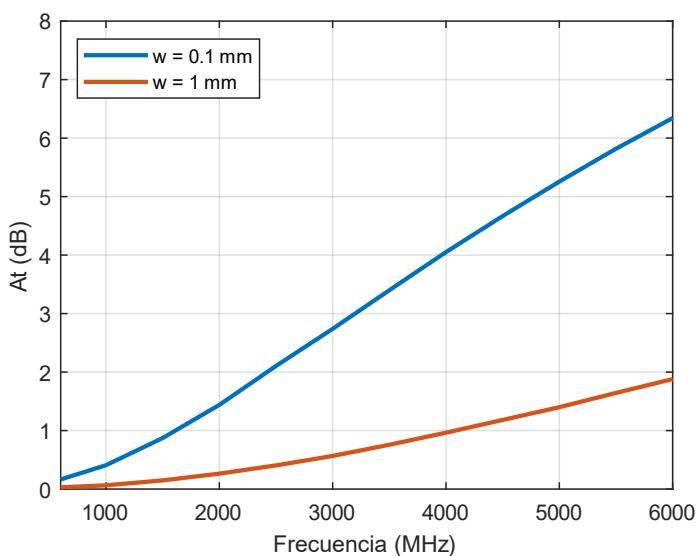


Figura 5.34 Comportamiento en frecuencia de patrón de hexágonos de periodicidad p igual a 6 mm cuando se varía el ancho de línea w

Si dejamos el ancho de línea fijo y variemos la periodicidad del patrón entre 3, 6 y 12 mm observamos como conforme aumenta la periodicidad también lo hace la atenuación RF (Figura 5.35).

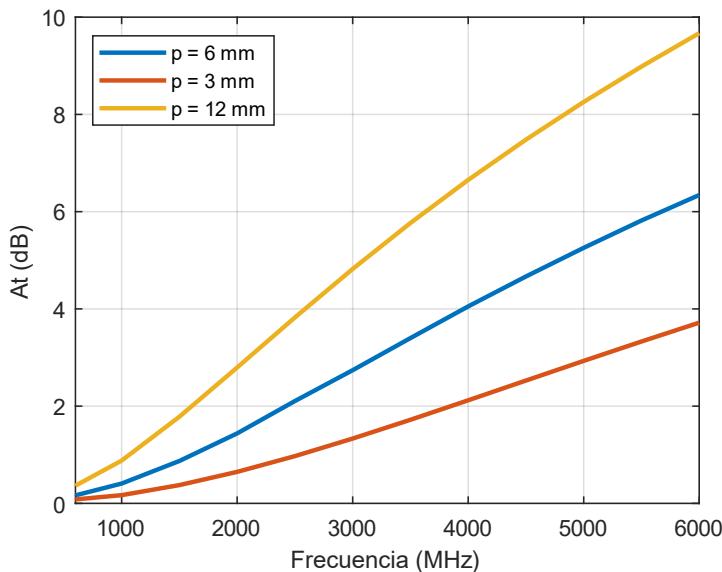


Figura 5.35 Comportamiento en frecuencia de patrón de hexágonos con ancho de línea w igual a 0.1 mm en función de la periodicidad de la celda

En la Tabla 5-6 Muestras de hexágonos según sus dimensiones y su emisividad se recoge la emisividad de los distintos patrones FSS. Se opta por escoger el de menor emisividad para mantener el factor U de los acristalamientos en valores razonables.

Tabla 5-6 Muestras de hexágonos según sus dimensiones y su emisividad

Periodicidad py (mm)	Periodicidad px (mm)	Ancho de línea w (mm)	% Capa retirada	Emisividad
3	2.59	0.1	17.15	0.185
6	5.18	0.1	26.83	0.26
12	10.36	0.1	31.68	0.3

Se fabrica el patrón de hexágonos de periodicidad de celda y igual a 3 mm y periodicidad de celda x igual a 2.6 mm, y ancho de línea de 0.1 mm.

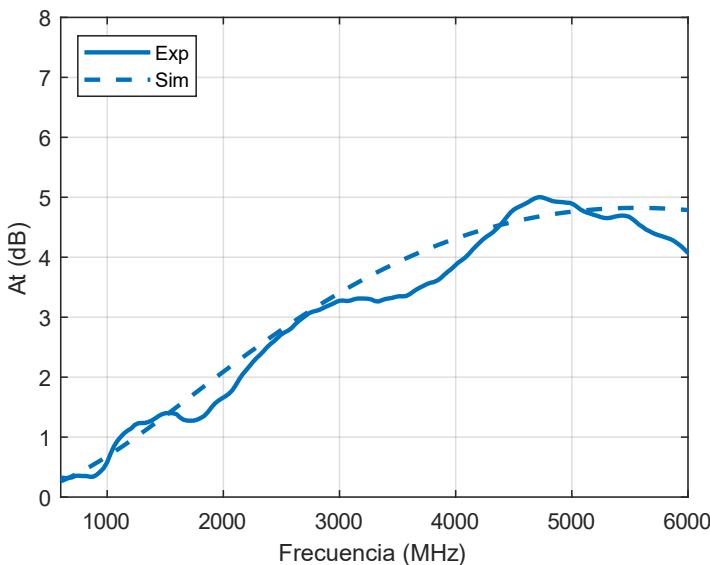


Fig. 5.1 Medida y simulación de un vidrio monolítico de 4 mm con el patrón de hexágonos.

Se puede observar que la línea experimental se ajusta al del modelo de multicapas y que además este diseño tiene un buen resultado de atenuación RF, ya que se mantiene por debajo de 5 dB en todas las frecuencias de interés.

Gracias al modelo de multicapas podemos simular cualquier patrón de FSS si conocemos su impedancia. Para ello, basta con realizar un diseño geométrico y simularlo mediante elementos finitos para obtener la impedancia compleja Z_{FSS} a partir del parámetro S_{21} según la ecuación (3-5).

5.5. Conclusiones

En este capítulo se han estudiado las superficies selectivas en frecuencia (FSS) como una técnica para mejorar la transmisión de señales de radiofrecuencia en ventanas de control solar o bajo emisivas.

Se ha llevado a cabo una revisión de la teoría electromagnética de las FSS y de los métodos de cálculo, abordando tanto métodos analíticos basados en la resolución de las ecuaciones de Maxwell en estructuras periódicas, como el uso del método de elementos finitos mediante el programa COMSOL Multiphysics.

Los resultados obtenidos con las simulaciones se han comparado con las medidas experimentales realizadas sobre vidrio monolítico. Por un lado, se ha verificado que el método de simulación por elementos finitos coincide con las ecuaciones analíticas. Por otro lado, se ha comprobado que ambos métodos coinciden con las medidas experimentales.

Además, se ha abordado el problema principal relacionado con el uso de FSS en ventanas bajo emisivas: la posible pérdida de eficiencia térmica del vidrio.

En este contexto, el impacto visual de las FSS también puede aprovecharse para aplicaciones *Bird Friendly* dado que los patrones pueden diseñarse de manera que hagan las ventanas más visibles para las aves, ayudando a prevenir colisiones. Por lo tanto, el diseño de las FSS no sólo debe optimizar la transmisión electromagnética y minimizar el impacto térmico, sino también considerar soluciones que aporten beneficios adicionales, como la protección de la avifauna.

Capítulo 6. Ventanas con FSS

En este capítulo se mostrarán ejemplos de ventanas con FSS como las explicadas en el capítulo anterior. El proceso de diseño utilizado es en algunos casos más complejo, ya que se buscan mínimos de atenuación en frecuencias concretas. En otros casos, los patrones o acristalamientos escogidos dependen del objetivo que se quiera priorizar. Distinguimos cuatro objetivos, dos principales y dos secundarios:

- Optimizar la transmisión de RF en toda la banda
- Minimizar el coeficiente de transmisión térmica U
- Diseñar ventanas *Bird Friendly*
- Conseguir un mínimo de atenuación en una frecuencia concreta

Los dos primeros objetivos son los más importantes. Habitualmente, hay que cumplir unos requisitos mínimos en ambos y mantener un equilibrio entre ellos. Se busca que la transmisión RF sea menor de 15 dB para ambas polarizaciones y ángulos hasta 4 GHz y que el coeficiente de transmisión térmica U sea menor de 1.6. Estos valores están en línea con los habitualmente exigidos por la industria ferroviaria y arquitectónica para ambos requisitos.

Para algunos de los objetivos o aplicaciones mencionadas será necesaria más de una capa nanométrica bajo emisiva y, por tanto, más de una FSS. Gracias a ventanas con múltiples FSS o multi-FSS se pueden obtener comportamientos de filtrado más avanzados o mejores coeficientes de transmisión térmica U.

Las estructuras con múltiples FSS se han utilizado en diferentes aplicaciones [48], [49], [50], [51], [52] para respuesta de banda múltiple, reflectores [53], [54], aplicaciones de banda ancha o absorbedores [55]. En cuanto a múltiples FSS aplicadas a ventanas de ahorro de energía, hay algunos estudios[56], [57], [58], [59], pero utilizan herramientas de simulación complejas y costosas, como CST o ANSYS, para simular toda la estructura en lugar de un modelo simple y rápido como es la teoría de líneas de transmisión.

6.1. Optimización de la transmisión de señales de radiofrecuencia

Uno de los objetivos de esta tesis es encontrar patrones que optimicen la transmisión de señales de radiofrecuencia. Para ello, se proponen varios diseños de parche con distinto grosor de línea y periodicidad.

La mejor solución para mejorar la transmisión de RF es realizar parches de ancho de línea w mayor de 0.1 mm y baja periodicidad de celda, ya que son los filtros paso bajo con frecuencia de corte más elevada, según los resultados del capítulo 5. Como el ancho de línea es elevado, es mejor usar la técnica de serigrafía para su fabricación, ya que es más rápida, barata y asegura que se retira bien la capa.

6.1.1. Parches

En la Figura 6.1 se comparan varias ventanas con la misma estructura: un vidrio de 4 mm, una cámara de aire de 12 mm y un tercer vidrio de 4 mm. Todas estas ventanas tienen la capa bajo emisiva AN62 en cara 2 con FSS de parches de distinto grosor de línea w y periodicidad p.

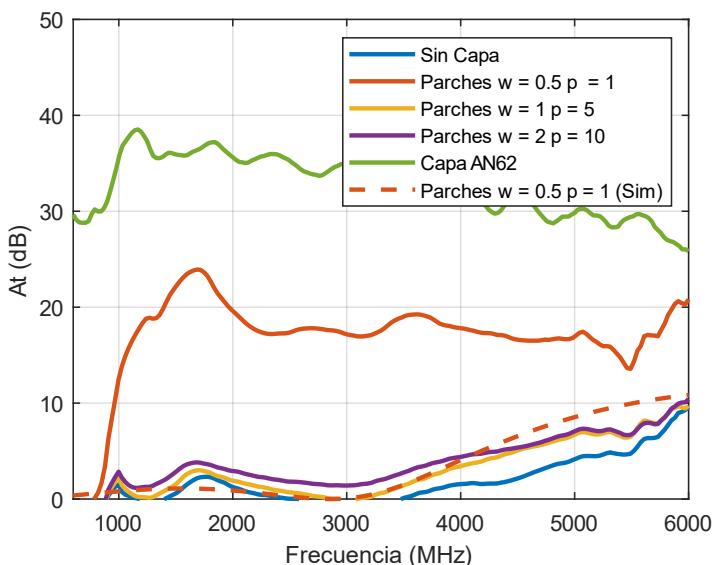


Figura 6.1 Medida de ventanas con FSS de parches con distintos w y p fabricados con serigrafía

Podemos observar en azul la respuesta en frecuencia de una ventana sin capa bajo emisiva frente a tres FSS de rejilla realizadas con serigrafía. Se puede comprobar cómo la malla de $w = 0.5$ mm atenúa más de lo que debería. Esto es debido a un problema en la fabricación, ya que estamos en el límite de resolución que permite fabricar FSS mediante serigrafía y la capa no se ha retirado completamente en las líneas. Por ello, para muestras con ancho de línea menor a 1 mm se utilizará siempre la técnica de grabado con láser.

El funcionamiento de las FSS con estas dimensiones de línea es bueno desde el punto de vista de radiofrecuencia, pero se elimina mucho porcentaje de superficie bajo emisiva y, por tanto, el coeficiente de transmisión térmica U es

elevado. Por ello, se fabrican ventanas con estructura similar y se dibujan FSS con líneas de espesor 100 μm y distintas periodicidades.

Se comienza por fabricar la ventana Parches L5. Esta ventana cuenta con 2 vidrios de 4 mm y una cámara de aire de 12 mm (V4/C12/V4) y capa AN62 depositada en cara 2. La atenuación prevista para la muestra Parches L5 coincide con los resultados experimentales (Figura 6.2 y Figura 6.3). Las discrepancias se producen cuando la atenuación es baja, ya que a estas frecuencias los absorbentes de la cámara anechoica tienen peor comportamiento.

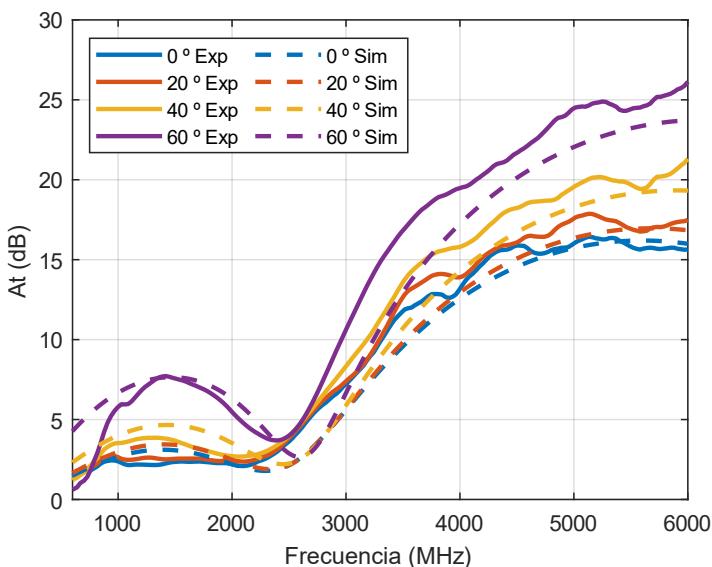


Figura 6.2 Atenuación en ventanas con FSS de parches de periodicidad p para polarización TE y distintos ángulos de incidencia

La atenuación se mantiene por debajo de 15 dB en toda la banda de frecuencias de interés para incidencia normal. Para la polarización TE, la atenuación aumenta con el ángulo, según lo esperado por las ecuaciones de Fresnel. En el caso de la polarización TM, la atenuación es menor a 15 dB para todos los ángulos, ya que el efecto del acristalamiento tiene más peso que el patrón de FSS y la incidencia está por debajo del ángulo de Brewster para aire-vidrio en todos los casos.

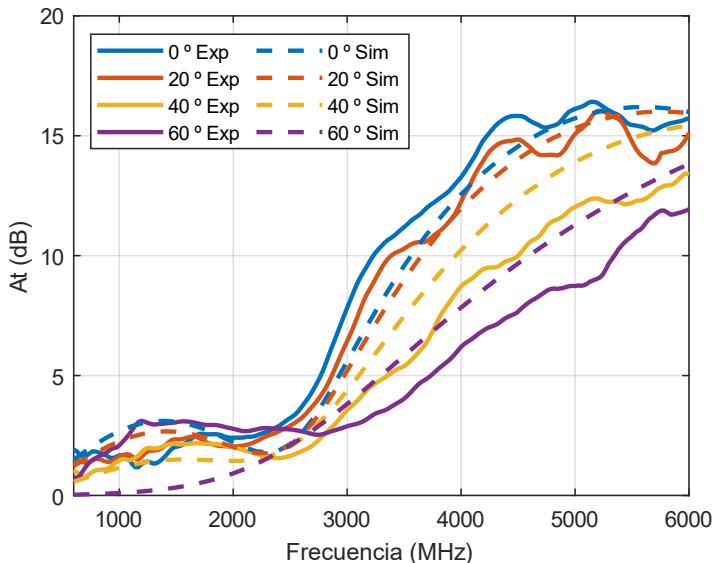


Figura 6.3 Atenuación de ventanas con FSS de parches de periodicidad p para polarización TM y distintos ángulos de incidencia

En la siguiente tabla se recogen los valores de U de las distintas muestras de serigrafía evaluadas anteriormente y de la muestra fabricada con láser Parches L5.

Tabla 6-1 Ventanas con parches fabricadas con serigrafía y láser en acristalamiento V4/C12/V4

Nombre	w (mm)	p(mm)	% Capa retirada	Emisividad Cara 4	U
AN62	-	-	0	0.05	1.65
Sin Capa	-	-	100	0.837	2.86
Parches S1	0.5	5	20	0.2074	2
Parches S5	1	5	40	0.42	2.4
Parches S10	2	10	40	0.2074	2.4
Parches L5	0.1	5	4	0.076	1.71

Un tipo de ventana comúnmente usado en ferrocarril es un doble acristalamiento con una cámara de aire de 15 mm, dos vidrios laminados de 4 mm a un lado separados por una lámina de butyral de 1.5 mm y un vidrio monolítico de 5 mm al otro (V4/B1.5V4/C15/V5).

A continuación, analizaremos distintos prototipos de esta ventana, en los que el único elemento que variará será el patrón de FSS definido sobre la capa metálica, que en este caso es AN62. Aunque en todas ellas se utiliza un patrón de malla de líneas horizontales y verticales (explicado anteriormente) con espesor de línea de 100 um, la periodicidad o distancia entre líneas cambiará entre 2, 6 y 10 mm.

Por tanto, llamaremos muestra L2 a la que dispone de una FSS de malla con periodicidad $p = 2$ mm, la muestra L6 a la de $p = 6$ mm y muestra L10 a la de patrón con $p = 10$ mm. Todas estas ventanas se han caracterizado para las polarizaciones perpendicular y paralela y para distintos ángulos de incidencia: 0° o incidencia normal, 22.5° y 45° .

En la Tabla 6-2 se recogen los coeficientes de transmisión térmica de estas ventanas junto con otros parámetros característicos. Además, se incluyen las ventanas de referencia con capa y sin capa para conocer de qué valores de U se parte.

Tabla 6-2 Muestras de FSS de parches para líneas de espesor 0.1 mm

Nombre	w(mm)	p (mm)	% Capa retirada	Emisividad Cara 5	U (4/B1/4/C15/4)
Capa AN62	-	-	0	0.05	1.421
Parches L2	0.1	2	10	0.129	1.626
Parches L4	0.1	4	5	0.089	1.526
Parches L6	0.1	6	3.33	0.076	1.492
Parches L8	0.1	8	2.5	0.07	1.476
Parches L10	0.1	10	2	0.066	1.465
Sin Capa	-	-	100	0.837	2.704

En las siguientes figuras se pueden observar los resultados experimentales (línea continua) y teóricos (línea discontinua) para las distintas muestras a caracterizar. La línea que representa el resultado a 0° se representa siempre en azul, la de 22.5° en naranja y la de 45° en amarillo.

El resultado obtenido con el modelo teórico de multicapas se aproxima notablemente a la medida experimental de las muestras y se observa también la influencia de la reflexión Fresnel aire-vidrio en los resultados para las distintas polarizaciones.

Esto mismo ocurre con el caso en el que la periodicidad de los parches es mayor, como en los casos siguientes, donde la periodicidad es de $p = 4$ y 6 mm. También se ve que cada vez importa más la FSS y menos la ventana (hay menos diferencia TE y TM, por ejemplo, sobre todo en L6). Esto es porque al ser menor la f_c del filtro pasa bajo la FSS afecta más a la atenuación. A cambio, la emisividad de la cara en la que se encuentra la FSS (cara 5) es menor conforme aumenta p .

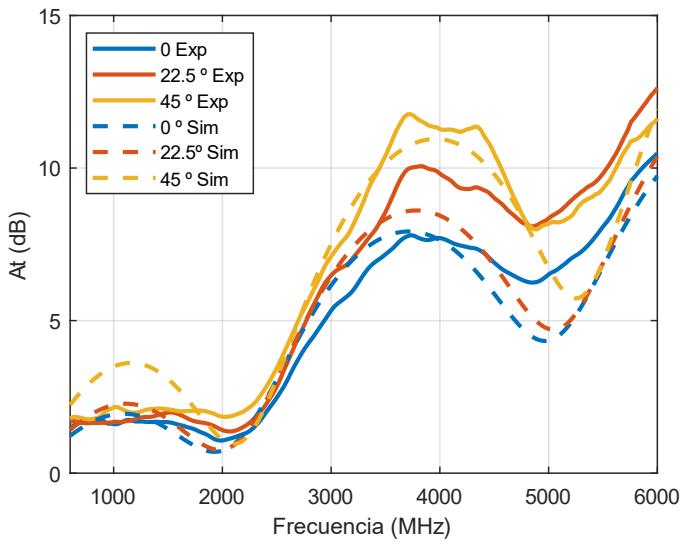


Figura 6.4 Atenuación de una ventana Parches L2 para distintos ángulos de incidencia y polarización TE

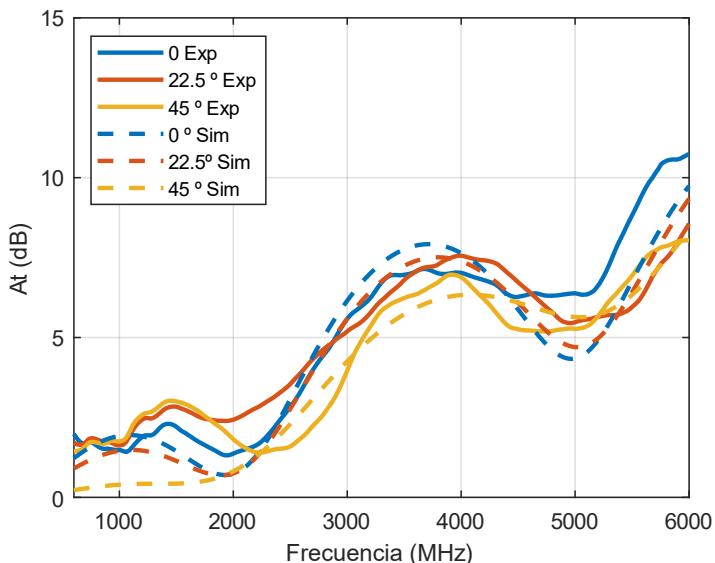


Figura 6.5 Atenuación de una ventana Parches L2 para distintos ángulos de incidencia y polarización TM

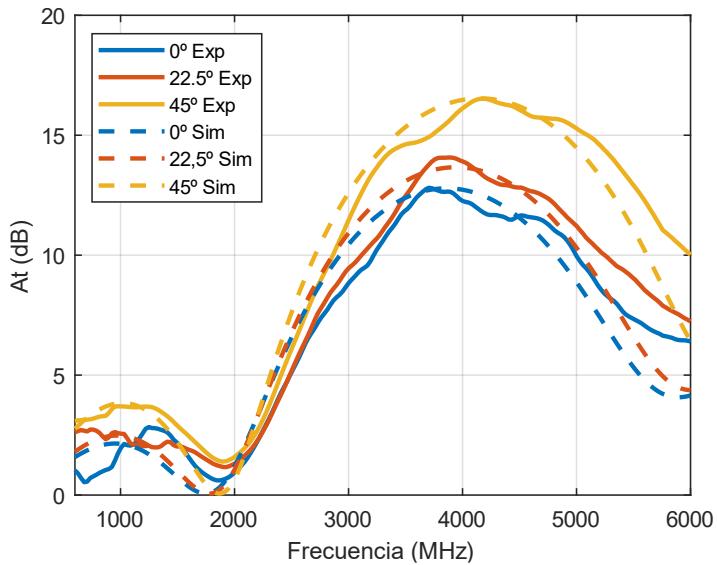


Figura 6.6 Atenuación de la ventana Parches L4 para distintos ángulos de incidencia y polarización TE

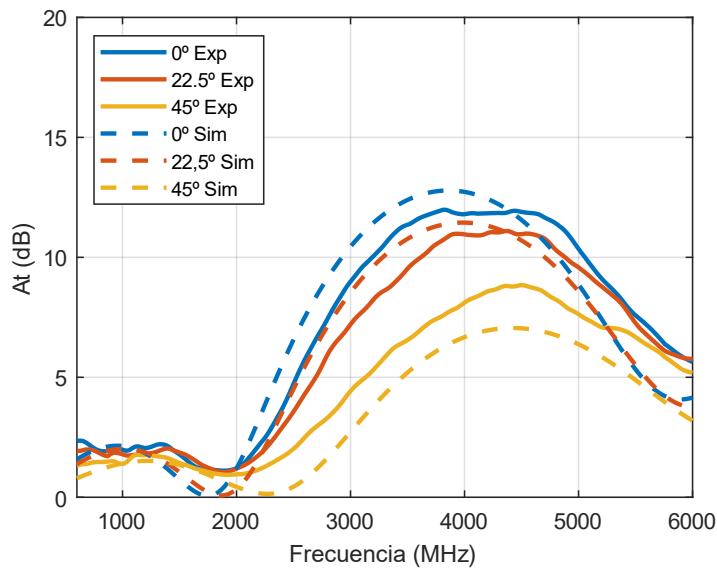


Figura 6.7 Atenuación de la ventana Parches L4 para distintos ángulos de incidencia y polarización TM

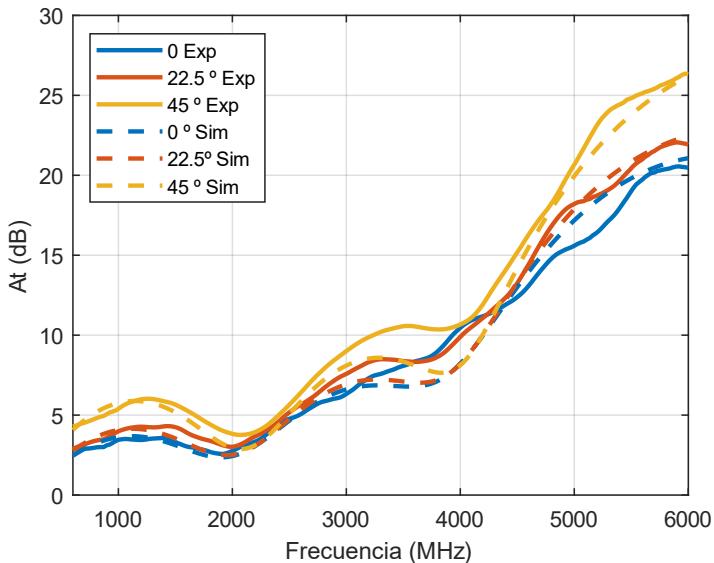


Figura 6.8 Atenuación de la ventana Parches L6 para distintos ángulos de incidencia y polarización TE

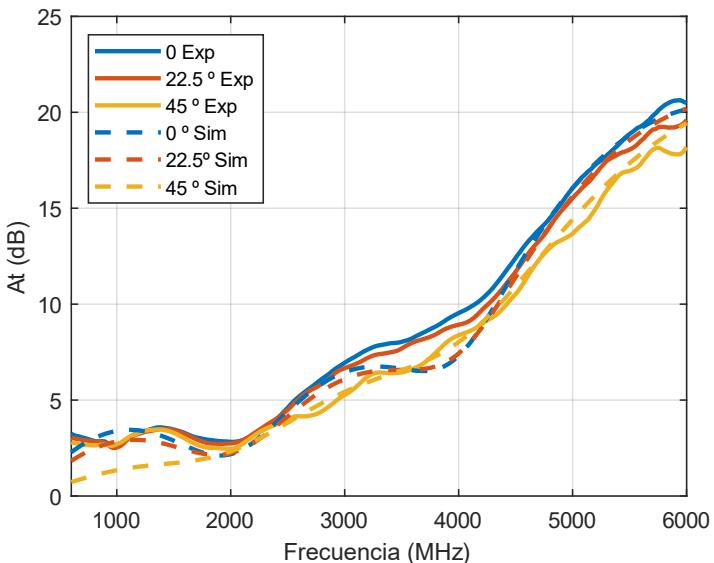


Figura 6.9 Atenuación de la ventana Parches L6 para distintos ángulos de incidencia y polarización TM

En la figura siguiente se compara la atenuación en incidencia normal de las ventanas presentadas con la de la misma ventana con la capa bajo emisiva completa (atenuación máxima) y sin capa bajo emisiva. La ventana ParchesL4 es el más adecuada ya que es el consigue un comportamiento en frecuencia muy similar al de la ventana sin capa siendo inferior a 15 dB en toda la banda y con un factor U de 1.526.

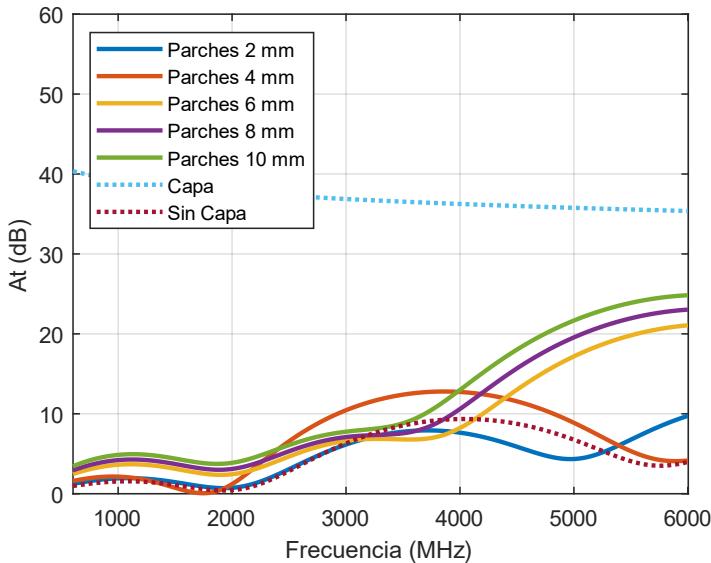


Figura 6.10 Comparación de las simulaciones de ventanas con FSS de parches con la misma ventana con y sin capa bajo emisiva

6.1.2. Hexágonos

Se fabrica la ventana doble acristalada V4/B1.5/4/C15/V5 con la FSS de hexágonos de periodicidad x 3 mm y periodicidad y 2.6 mm en cara 4. En la Figura 6.11 se puede observar que la ventana con el patrón de hexágonos tiene menos atenuación que la ventana sin capa hasta 5 GHz y se mantiene por debajo de 10 dB en toda la banda de frecuencias de interés.

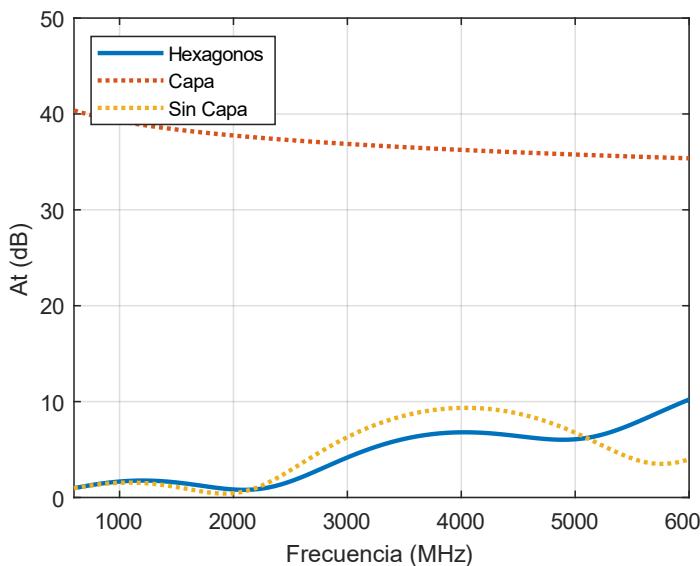


Figura 6.11 Comparación de las simulaciones de ventanas con FSS de hexágonos con la misma ventana con y sin capa bajo emisiva

Este es uno de los mejores casos para optimizar la transmisión de radiofrecuencia. El punto negativo es que se retira un porcentaje alto de capa (17.15%), con lo que no será una buena opción si los requisitos térmicos son estrictos.

Tabla 6-3 Muestras de FSS de hexágonos para líneas de espesor 0.1 mm en acristalamiento 4-1-4-15-5

Nombre	w(mm)	P1 (mm)	P2 (mm)	% Capa retirada	Emisividad Cara 5	U (4/B1/4/C15/4)
Capa AN62	-	-	-	0	0.05	1.419
Hexágonos H3	0.1	2.99	2.59	17.15	0.185	1.755
Sin Capa	-	-	-	100	0.837	2.704

En la Figura 6.12 y la Figura 6.13 se resumen los resultados de esta ventana para las polarizaciones TE y TM. Ambas gráficas muestran gran concordancia con los resultados del modelo de simulación.

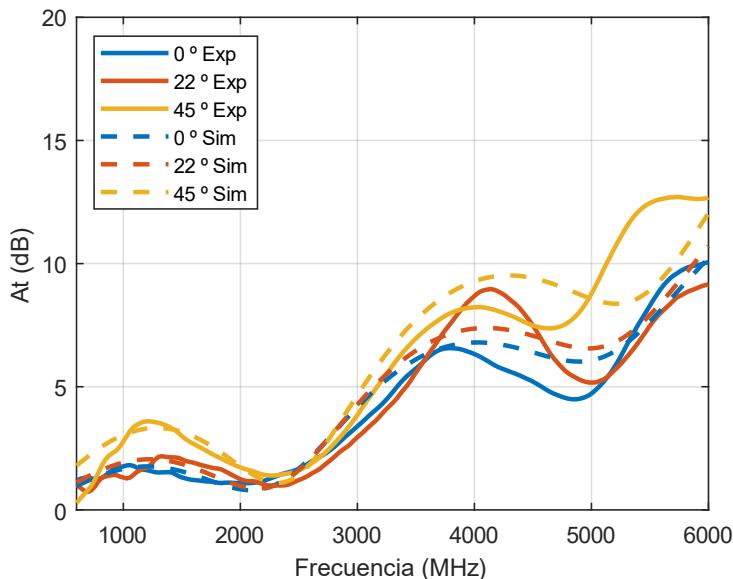


Figura 6.12 Comparación medida y simulación de ventana con doble acristalamiento y FSS de hexágonos en cara 4 para TE

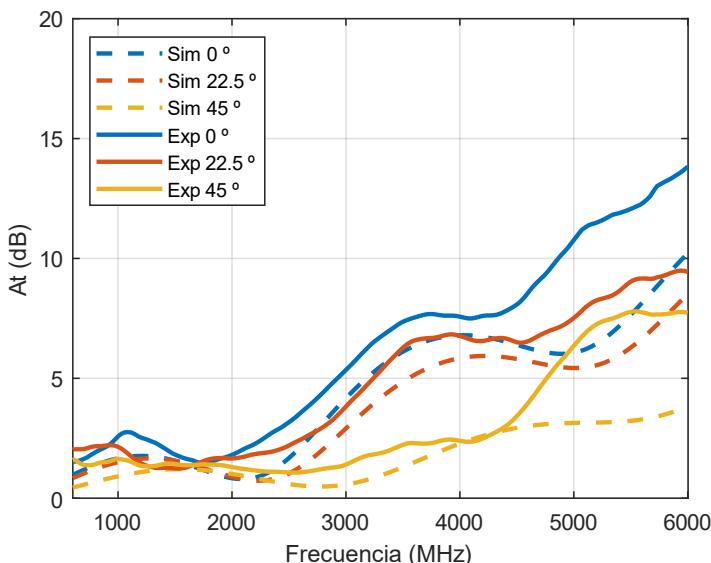


Figura 6.13 Comparación medida y simulación de ventana con doble acristalamiento y FSS de hexágonos en cara 4 para TM

6.1.3. Anillos

En este caso se presenta una ventana con doble acristalamiento V4/B1.5/V4/C15/V5 con el patrón de anillos de radio 7.5 mm en cara 4. En la Figura 6.14 encontramos la comparativa entre el mismo acristalamiento con capa, sin capa y con el patrón de anillos. Se consigue buen resultado en RF con mayor atenuación a partir de 4 GHz.

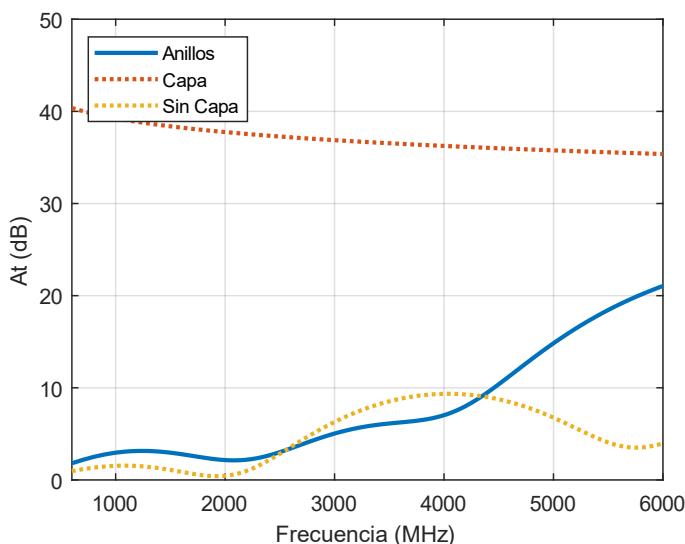


Figura 6.14 Comparación de las simulaciones de ventanas con FSS de anillos con la misma ventana con y sin capa bajo emisiva

En la Figura 6.15 se pueden observar las simulaciones y medidas de esta ventana para TE y distintos ángulos de incidencia. Las gráficas son bastante similares, excepto en frecuencias mayores a 5 GHz que atribuimos a errores de medida. En el caso de la polarización paralela o TM las gráficas siguen también la tendencia de la simulación. (Figura 6.16).

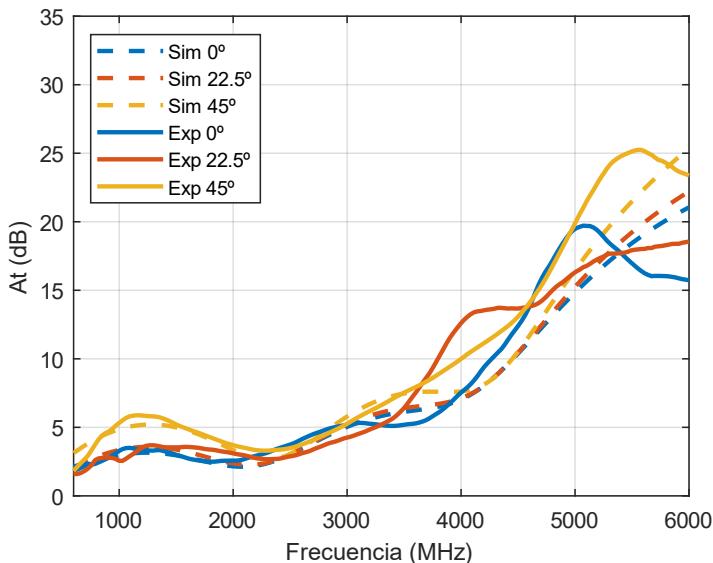


Figura 6.15 Comparación medida y simulación de ventana con doble acristalamiento y FSS de anillos en cara 4 para TE

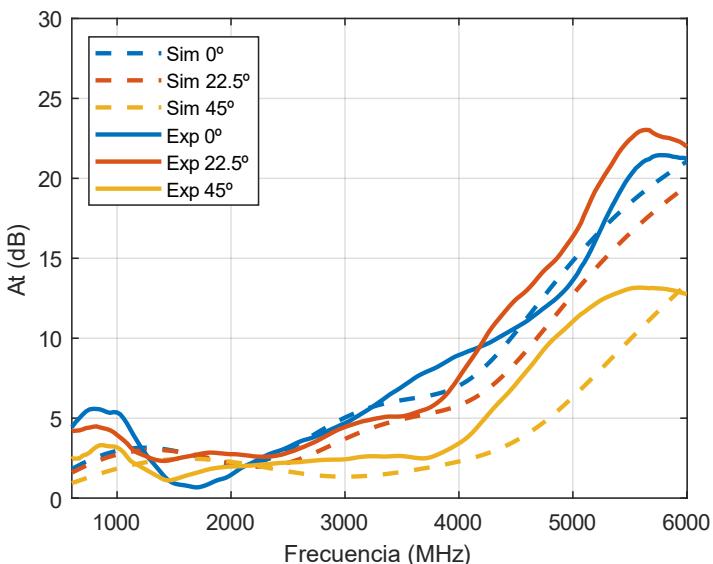


Figura 6.16 Comparación medida y simulación de ventana con doble acristalamiento y FSS de anillos en cara 4 para TM

Tabla 6-4 Coeficiente térmico de la ventana de anillos fabricada y las ventanas de referencia

Nombre	w(mm)	P (mm)	% Capa retirada	Emisividad Cara 5	U (4/B1/4/C15/4)
Capa AN62	-	-	0	0.05	1.419
Anillos	0.1	15	6.28	0.099	1.552
Sin Capa	-	-	100	0.837	2.704

6.2. Minimización del coeficiente de transmisión térmica U

Si se necesita gran aislamiento térmico y acústico, en ocasiones es necesario que las ventanas tengan más de una cámara de aire y también varias capas nanométricas bajo emisivas.

Otro de los objetivos a abordar en esta tesis es minimizar el coeficiente de transmisión térmica U, pero mejorando al mismo tiempo la transmisión de radiofrecuencia. En este caso, se buscan diseños que quiten poca capa nanométrica bajo emisiva o incluso ventanas con más de uno de estos recubrimientos y, por tanto, más de una FSS.

6.2.1. Parches periodicidad alta

Una de las opciones para minimizar el factor U es retirar el menor porcentaje de capa posible. Una buena opción son los diseños de parches de periodicidad alta como $p = 10$ mm (Parches L10) o $p = 15$ mm (Parches L15). En la Tabla 6-5 se recoge el factor U de las ventanas propuestas junto con los parámetros de diseño de las FSS incluidas.

Tabla 6-5 Coeficiente de transmisión térmica de ventanas con doble acristalamiento y parches de periodicidad alta frente las ventanas de referencia

Nombre	w(mm)	P (mm)	% Capa retirada	Emisividad Cara 5	U (V4/B1/4/C15/V4)
Capa AN62	-	-	0	0.05	1.419
Parches L10	0.1	10	2	0.066	
Parches L15	0.1	15	1.33	0.604	
Sin Capa	-	-	100	0.837	2.704

En la Figura 6.17 y Figura 6.18 se muestran los resultados teóricos y experimentales para las polarizaciones TE y TM y los ángulos de incidencia 0,

22.5 y 45°. Esta ventana apenas presenta cambios con la polarización y los ángulos de incidencia

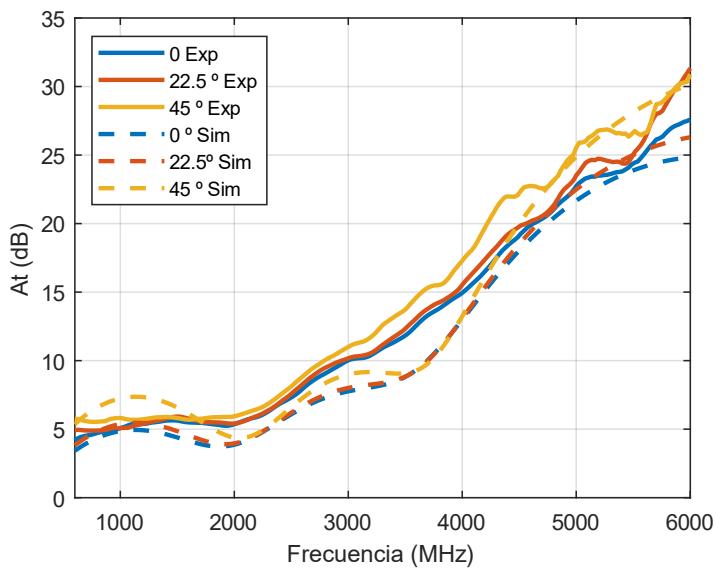


Figura 6.17 Atenuación de la ventana Parches L10 para distintos ángulos de incidencia y para polarización TE

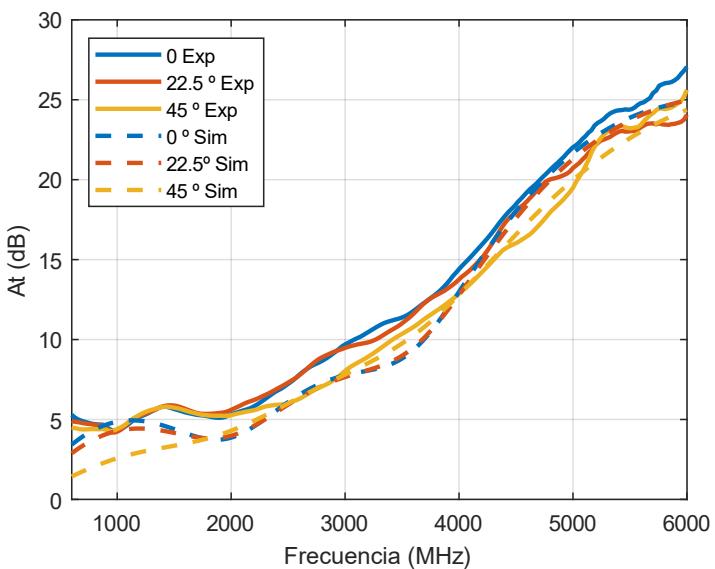


Figura 6.18 Atenuación de la ventana Parches L10 para distintos ángulos de incidencia y para polarización TM

6.2.2. Múltiples FSS

Como se ha mencionado anteriormente, una de las mejores maneras de minimizar el factor U es incluir múltiples capas nanométricas y cámaras de aire. En este apartado se van a presentar ejemplos que incluyen dos o tres capas bajo emisivas.

El tipo de ventanas que utilizamos para cumplir este objetivo son ventanas con triple acristalamiento y doble cámara de aire. Su estructura incluye tres vidrios de 4 mm con tres capas nanométricas de AN62 (una en cara dos, otra en cara cuatro y otra en cara cinco) y dos cámaras de aire de 14 mm. El esquema de la ventana se muestra en la Figura 6.17 y su equivalente en modelo de multicapas en la Figura 6.18.

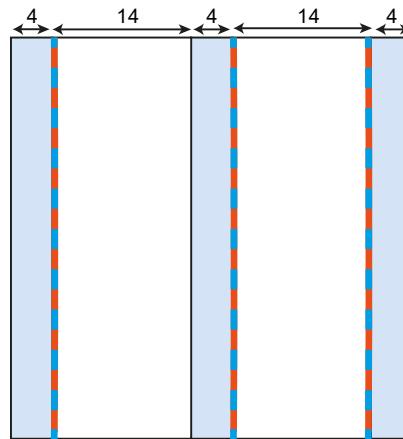


Figura 6.19 Estructura de una ventana con triple acristalamiento y 3 FSS

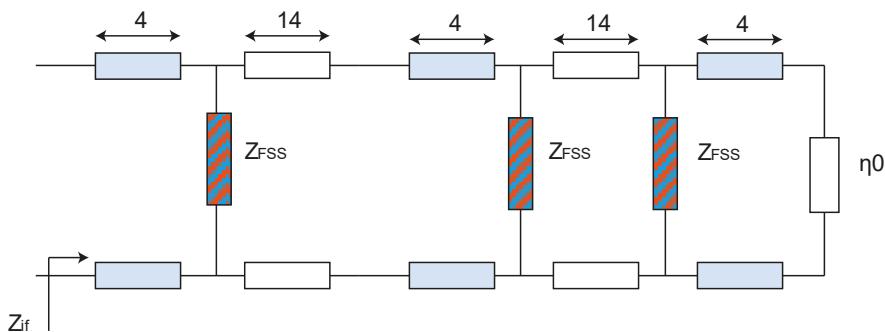


Figura 6.20 Modelo de multicapas de una ventana con triple acristalamiento y 3 FSS

Con el objetivo de encontrar diferentes bandas paso y de rechazo, se busca combinar FSS capacitivas e inductivas[51], [57]. Además, al tener una ventana con tres capas bajo emisivas se consigue mantener un factor U muy bueno (Tabla 6-6).

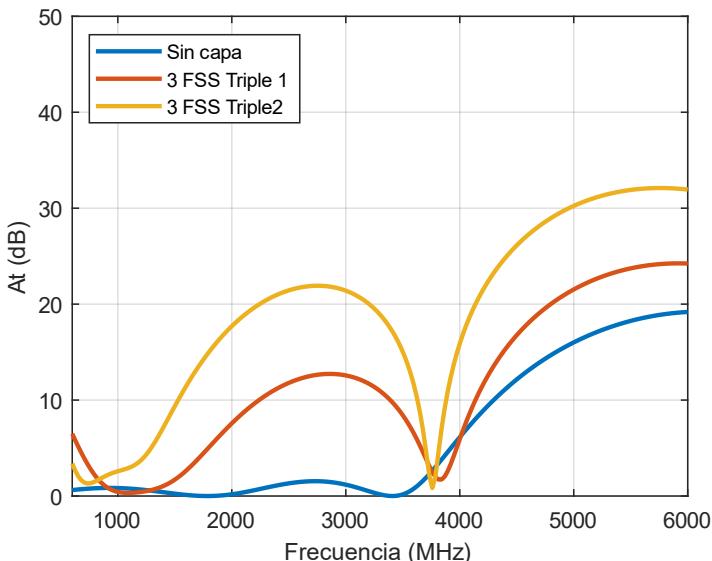


Figura 6.21 Atenuación de ventana Triple1 y Triple2 respecto a la de sin capa

Tabla 6-6 Tabla de ventanas con FSS para minimizar U y sus valores

Nombre	P1 (mm)	P2 (mm)	P3(mm)	U
Triple1	2	32	5	0.901
Triple2	10	32	5	0.951
Sin Capa	-	-	-	1.831
3 Capa AN62	-	-	-	0.837
2 Capa AN62	-	-	-	0.860

Triple1

En primer lugar, se realiza el estudio de la ventana Triple1. Esta muestra está formada por tres FSS: una FSS de tipo parche con ancho de línea $w = 0.1$ mm y periodicidad $p = 2$ mm en cara; una FSS de tipo rejilla con $w = 2$ mm y $p = 32$ mm en cara 4 y una FSS de tipo parche con $w = 0.1$ mm y $p = 5$ mm en cara 5.

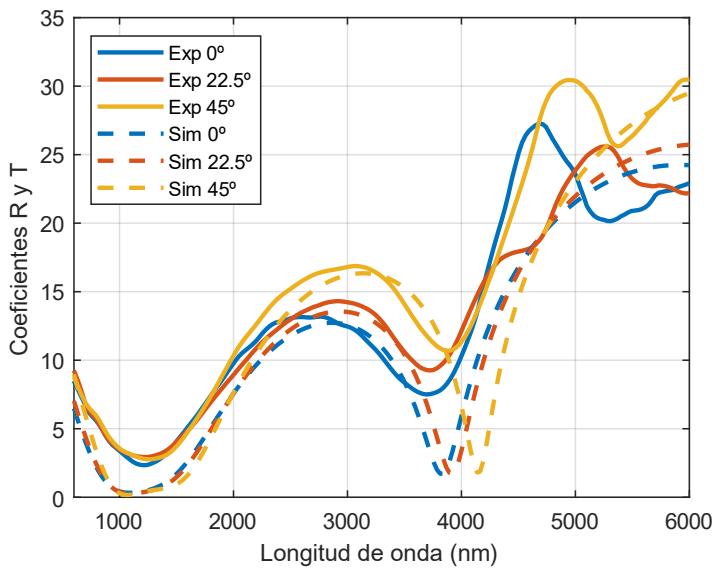


Figura 6.22 Medida y simulación para TE de ventana Triple1

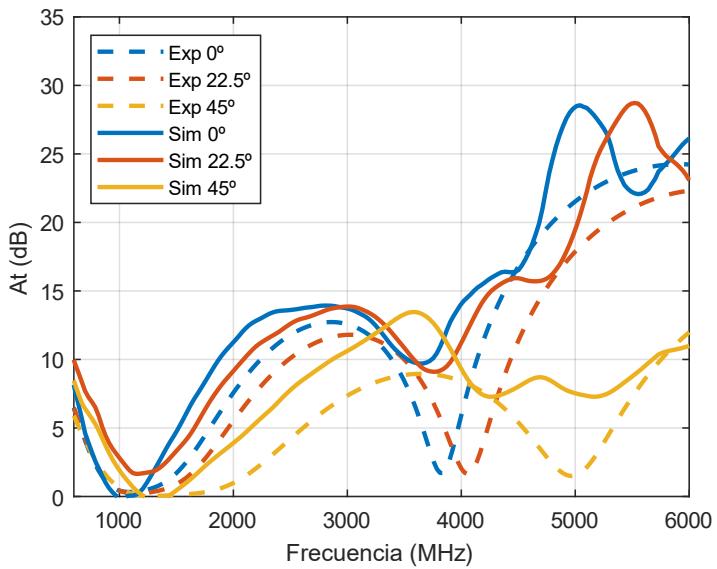


Figura 6.23 Medida y simulación para TM de ventana Triple1

Los resultados experimentales siguen la tendencia de las simulaciones, aunque con algunas discrepancias en altas frecuencias, seguramente debido a errores de medida. La atenuación se mantiene por debajo de 15 dB hasta 4 GHz manteniendo un comportamiento térmico muy bueno (U menor a 1).

Triple2

La ventana Triple2 es como la anterior, pero cambiando la periodicidad de la primera FSS. En este caso, se utiliza FSS de tipo parche con ancho de línea $w = 0.1$ mm y periodicidad $p = 10$ mm en cara. Buscamos que con esta FSS se las bandas de paso sean más estrechas y en las bandas de rechazo la atenuación es mayor.

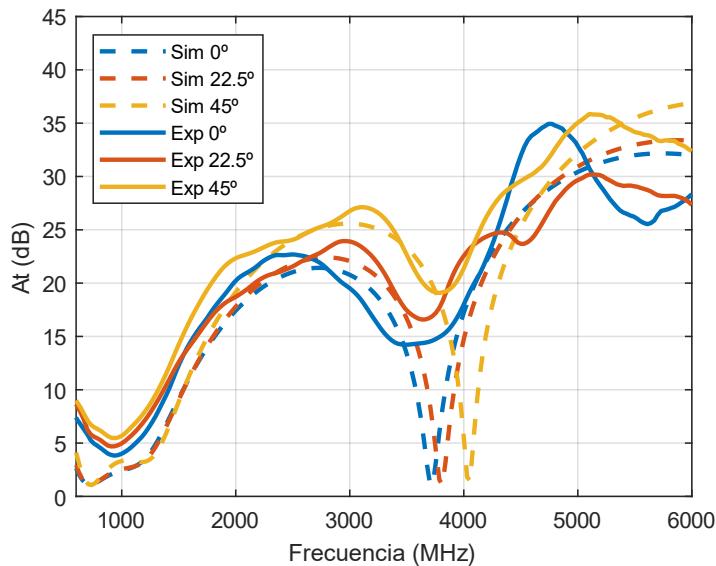


Figura 6.24 Medida y simulación para TE de ventana Triple2

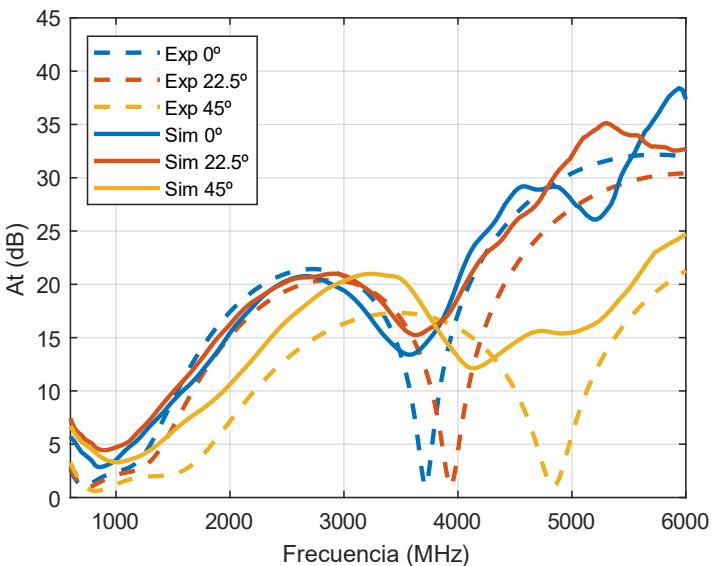


Figura 6.25 Medida y simulación para TM de ventana Triple2

Podemos observar cómo los resultados de las simulaciones y las medidas siguen la misma tendencia para todos los ángulos y polarizaciones. Sin embargo, no se consigue un segundo mínimo de atenuación tan claro en las medidas experimentales. Como punto positivo, podemos observar que esta solución aporta más estabilidad en ángulos grandes ya que el mínimo en torno a 4 GHz se desplaza mucho menos que en la ventana Triple1.

6.3. Atenuación cero a frecuencia concreta

Una forma de realizar el diseño de una ventana con FSS es obtener un nulo de atenuación para una frecuencia concreta del rango en el que trabajamos. Para desarrollar el algoritmo correspondiente primero se ha planteado el problema teórico a resolver.

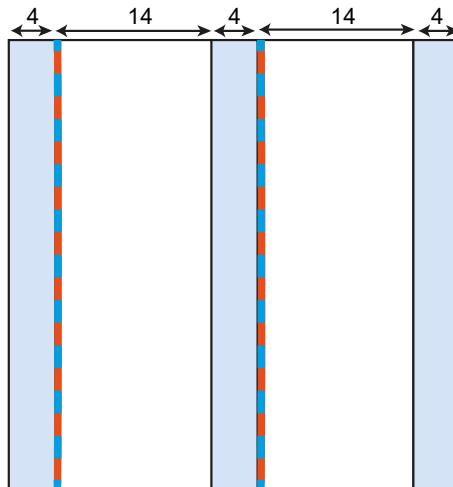


Figura 6.26 Ventana con triple acristalamiento y dos FSS

Se quiere obtener cuál es el valor de los condensadores equivalentes a las FSS que anulan la atenuación para el modelo de ventana concreto que se estudia en este proyecto. Este problema se va a poder resolver solamente para una frecuencia determinada. Es un problema idéntico al clásico de adaptación con dos ramales cortocircuitados (2.2.4). Un ramal acabado en cortocircuito proporciona siempre una impedancia de entrada imaginaria pura. Si esta impedancia es negativa, podría sustituirse por un condensador (C) y si es positiva, por una bobina (L).

Conseguir la condición de adaptación del circuito es equivalente a conseguir atenuación nula en nuestra ventana.

En primer lugar, se irá obteniendo la impedancia de entrada de cada tramo en serie de líneas de transmisión hasta llegar a la FSS₂ a partir de la ecuación (2-99).

Posteriormente, se calculará el paralelo entre la admitancia $Y_i = 1/Z_i$ de entrada hasta el momento y la admitancia de la FSS₂ $Y_A = Y_i + Y_{FSS_2}$. Esto se realizará dos veces, una por cada FSS. Al final obtendremos una impedancia de entrada del circuito completo en función de los valores de los dos condensadores o bobinas. Para conseguir un nulo de atenuación necesitamos condición de adaptación a una frecuencia concreta, es decir, que $Z_{in} = \eta_0$.

Una vez presentado nuestro modelo y utilizado en el diseño de diferentes ventanas de triple acristalamiento, es fácil aplicar este método de diseño a distintas configuraciones.

6.3.1. Ventanas con dos FSS capacitivas

En el caso de ventanas con 2 FSS capacitivas, los condensadores C₁ y C₂ se obtienen a partir de:

$$Y_{FSS_1} = j\omega C_1 \quad (6-1)$$

$$Y_{FSS_2} = j\omega C_2 \quad (6-2)$$

Como el problema de adaptación con dos ramales tiene dos soluciones, se encontrarán dos parejas de posibles valores. Para que una solución para C sea válida, deberá ser real y positiva, algo que no ocurre en todos los casos (si C fuera negativa sería equivalente a tener una autoinducción y, por tanto, una FSS de rejilla en lugar de parche).

Con estos condensadores obtenidos y con los parámetros de nuestras ventanas, y sustituyendo en la ecuación (5-6), se conseguirá obtener para una frecuencia determinada el valor de la separación (periodicidad) de nuestra FSS. Con el valor de p obtenido (y el grosor de la línea w fijo a 100 μm) se simulará la ventana con el método desarrollado y se podrá verificar que el mínimo de atenuación coincide con lo calculado.

Este procedimiento ha sido implementado en Matlab siguiendo los pasos y las ecuaciones mencionadas anteriormente. Para resolver la ecuación se utilizará el *toolbox* de matemática simbólica de Matlab, que nos permite resolver una ecuación dependiente de varias variables.

La función para el cálculo de los condensadores es:

```
clear all
frec=1.8e9;%frecuencia para calcular el mínimo
global eta0;
```

```

eta0=120*pi;
nV=2.65;%Indice del vidrio
nVG=2.65;

%capas que componen la ventana
nCapas1=[nV]';
dCapas1=[4e-3]';
alfaCapas1=zeros(size(nCapas1));
nCapas2=[1 nV]';
dCapas2=[14e-3 4e-3]';
alfaCapas2=zeros(size(nCapas2));
nCapas3=[1 nV]';
dCapas3=[14e-3 4e-3]';
alfaCapas3=zeros(size(nCapas3));

%cálculo impedancia entrada
Zi=impEntrada(eta0, nCapas3(length(nCapas3)),
alfaCapas3(length(nCapas3)), freq,
dCapas3(length(nCapas3)));%Última capa
for i=length(nCapas3)-1:-1:1
    Zi=impEntrada(Zi, nCapas3(i), alfaCapas3(i), freq,
dCapas3(i));
end

%admitancia entre condensador FSS e impedancia calculada
yA=1/Zi;
syms C2 C1 real
yA=yA+(2*pi*frec*C2*1i);

Zi=1/yA;

for i=length(nCapas2):-1:1
    Zi=impEntrada(Zi, nCapas2(i), alfaCapas2(i), freq,
dCapas2(i));
end

%calculo admitancia segunda FSS
yB=1/Zi;
yB=yB+(2*pi*frec*C1*1i);

Zi=1/yB;

for i=length(nCapas1):-1:1
    Zi=impEntrada(Zi, nCapas1(i), alfaCapas1(i), freq,
dCapas1(i));
end

[cond2,cond1]=solve(Zi-eta0,[C2 C1])

```

Estas soluciones sólo serán válidas para una frecuencia determinada, por ello en este trabajo se ha decidido encontrar los valores óptimos para distintas frecuencias de interés.

Función para el cálculo de p y w a partir de los condensadores:

```
%ahora con C1 y C2 y manteniendo fija d calcularemos 'a' de
cada FSS
d=100e-6;
d2=100e-6;
eps0=8.85e-12;
nv=2.68;
epseff=0.5*(1+nv^2);
neff=sqrt(epseff);
lambda=3e8/frec*neff;

%para 1.65GHz
C1=2.840240402535706e-13;
C2= 4.479801707024096e-13
%se calcula el valor de la periodicidad de la FSS
syms a real
x=a*2*epseff*eps0/pi*log(1/sin(pi*d/(2*a)));
[a1]=solve(x-C1,a)
[a2]=solve(x-C2,a)

function Zi=impEntrada(ZL,n0,alfa, frec, L)
    global eta0;
    Z0=eta0/n0;
    gamma=(alfa+1i*(2*pi*n0/3e8)*frec);

    num=ZL+Z0*tanh(gamma*L);
    den=Z0+ZL*tanh(gamma*L);
    Zi=Z0*(num/den);
end
```

Ventana Doble1: Mínimo en 1.8 GHz

En este ejemplo utilizamos una ventana de triple acristalamiento con dos revestimientos de baja emisividad, como se muestra en la Figura 6.24. La anchura de las cámaras de aire es de 14 mm. Buscamos un mínimo de atenuación en 1,8 GHz, ya que es una frecuencia compartida por 2G y 4G y, por tanto, conveniente para dejarla pasar a través de ventanas tanto en edificios como en vehículos. En este caso, la condición de adaptación $\Gamma = 0$ da como resultado valores para los condensadores de 0,115 pF y 0,252 pF y, por tanto, FSS de parche con $w = 100 \mu\text{m}$ y p de 2 y 3 mm.

Esta ventana con dos FSS puede compararse con las ventanas de referencia presentadas anteriormente, la ventana de triple acristalamiento sin revestimiento y la ventana de triple acristalamiento con revestimiento de baja emisividad (Figura 6.27). La atenuación de la ventana bajo emisiva con FSS es tan baja como la de las ventanas sin revestimiento hasta los 3 GHz. En cuanto a las propiedades térmicas de este ejemplo, el factor U es igual a 0,938, por encima del valor original de 0,820 con el revestimiento completo, pero bastante mejor que el de referencia de esta misma ventana sin capas bajo emisivas (1.831).

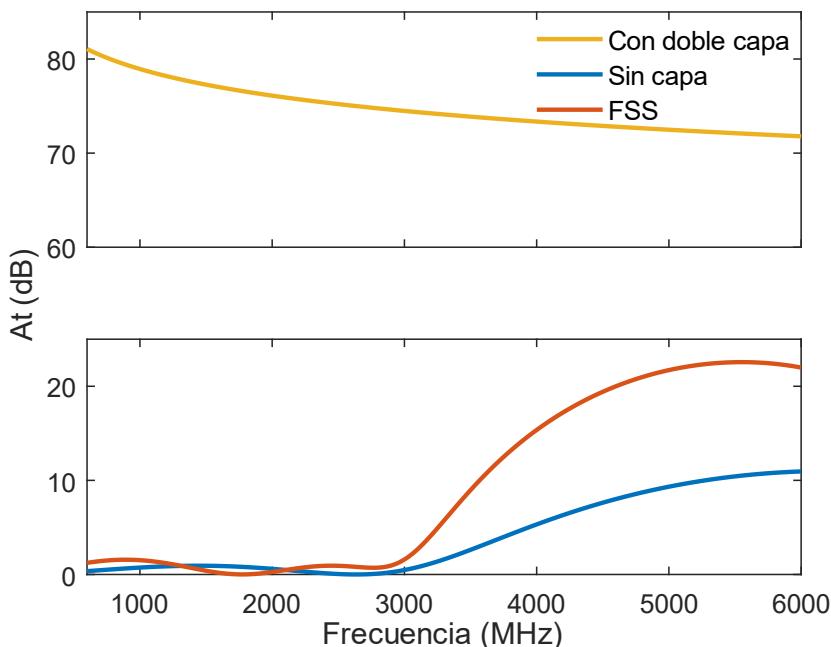


Figura 6.27 Comparación entre la ventana triple acristalada con 2 FSS de $p_1 = 2$ mm y $p_2 = 3$ mm respecto a la misma ventana con capa nanométrica y sin ella.

En la Figura 6.29 y Figura 6.28 se comparan los resultados experimentales de esta primera ventana con los de la simulación. La atenuación se mantiene por debajo de 10 dB hasta 3,5 GHz, aunque se producen cambios en la posición del mínimo para grandes ángulos de incidencia, especialmente en el caso de la polarización TM.

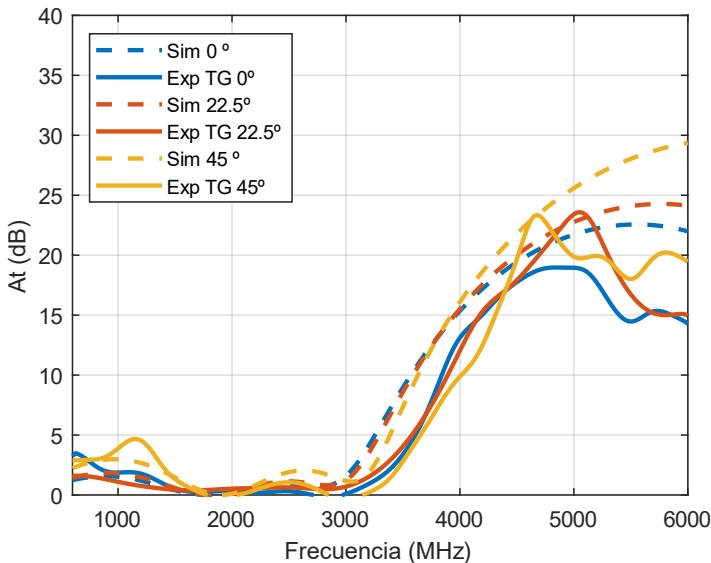


Figura 6.28 Atenuación de ventana triple acristalada con dos FSS de tipo parche de $p_1 = 2$ mm y $p_2 = 3$ mm para polarización TE

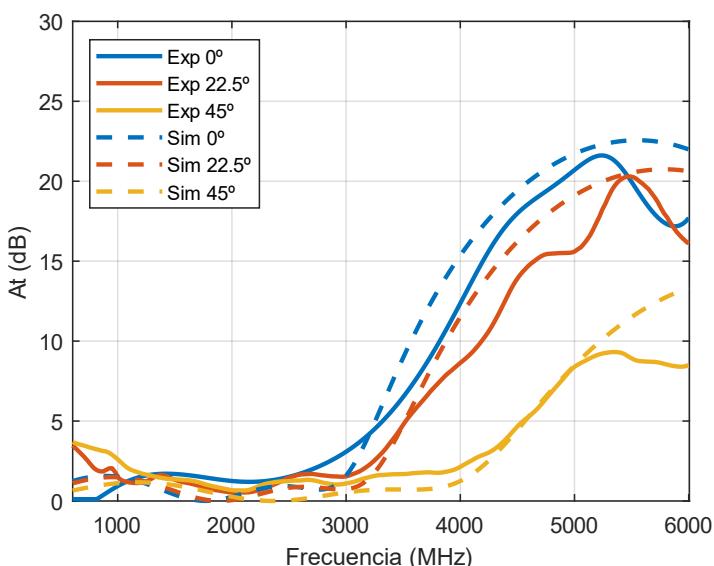


Figura 6.29 Atenuación de ventana triple acristalada con dos FSS de tipo parche de $p_1 = 2$ mm y $p_2 = 3$ mm para polarización TM

Las medidas concuerdan bien con la simulación, aunque la desviación es mayor para los rangos con mayor atenuación, ya que el impacto de las reflexiones secundarias en la cámara es mucho más notable cuando se miden señales más débiles. Esta ventana tiene una atenuación muy baja en el rango de diseño y será una buena alternativa para aplicaciones en las que se desee una atenuación inferior a 10dB hasta 3,5GHz.

Ventana Doble2: Mínimo en 1 GHz

Se trata de una ventana diseñada para trabajar en las bandas de frecuencia más bajas para la comunicación móvil y, al mismo tiempo, impedir el paso de las señales en las bandas Wi-Fi (2,4 y 5 GHz). Por lo tanto, resolvemos el circuito equivalente utilizando la adaptación de impedancias para encontrar un mínimo de atenuación a 1 GHz, mientras que la atenuación a 2,4 GHz sigue siendo superior a 20 dB. En este caso, ambos FSS son patrones de parche de $w = 100\mu\text{m}$ y $p = 15\text{mm}$, equivalentes a condensadores de 1,65 pF. En este caso, las superficies selectivas no se utilizan únicamente para minimizar el efecto de los revestimientos de baja emisividad, sino para obtener propiedades avanzadas de RF que no son posibles con la ventana sin revestimiento

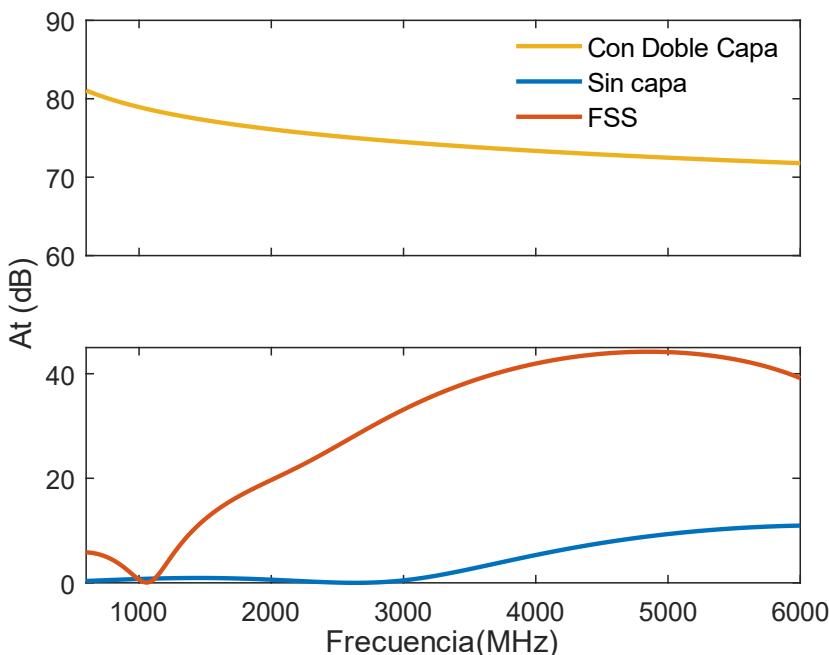


Figura 6.30 Atenuación de ventana con triple acristalamiento y dos FSS de parches con $p = 15\text{ mm}$ respecto a la ventana con capa y sin capa

La Figura 6.31 y la Figura 6.32 cómo la ventana Doble2 consigue el resultado deseado con un mínimo de atenuación cerca de 1GHz, que aumenta hasta 40 dB para rechazar las señales Wi-Fi. Además, este diseño mantiene las prestaciones de aislamiento de la ventana estándar con doble revestimiento de baja emisividad. El factor U de esta ventana es de 0,849, muy próximo al valor original de 0,820. En este caso la simulación y el experimento coinciden y, como se deseaba, la atenuación se mantiene baja en torno a 1 GHz y aumenta hasta 25 dB a 2,4 GHz y 40 dB a 5 GHz para bloquear las señales Wi-Fi.

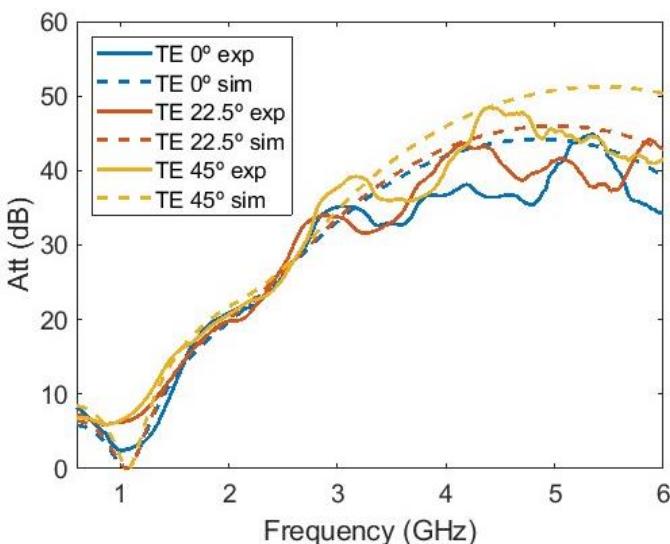


Figura 6.31 Atenuación de ventana triple acristalada con dos FSS de tipo parche de $p = 15$ mm para polarización TE

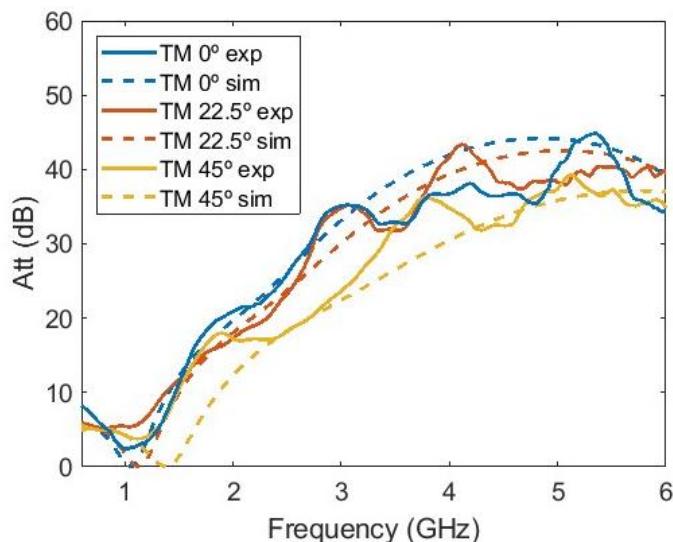


Figura 6.32 Atenuación de ventana triple acristalada con dos FSS de tipo parche de $p = 15$ mm para polarización TM

Tabla 6-7 Coeficiente de transmisión térmica de las muestras

Nombre	% Capa retirada cara 2	% Capa retirada cara 4	Emisividad cara 2	Emisividad cara 4	U
Con 2 Capas	0	0	0.028	0.028	0.820
Sin Capa	100	100	0.837	0.837	1.831
Min 1.8 GHz	10	6.6	0.109	0.082	0.938
Min 1 GHz	1.3	1.3	0.038	0.038	0.849

6.3.2. Ventanas con una FSS capacitiva y una FSS inductiva

En el caso de ventanas con una FSS capacitiva y una inductiva, las impedancias del condensador C_1 y la autoinducción L_2 son:

$$Y_{FSS_1} = j\omega C_1 \quad (6-3)$$

$$Y_{FSS_1} = \frac{j}{\omega L_2} \quad (6-4)$$

Una ventana de doble acristalamiento puede estar formada por un vidrio laminado (en nuestro caso, dos vidrios de 4 mm separados por una lámina de butiral de 1,5 mm de grosor), una cámara de aire (15 mm) y un tercer vidrio (5 mm). En caso necesario, la capa de baja emisividad se deposita en la cara posterior al vidrio laminado (es decir, la cara 2). En la Figura 6.33 se muestran ambas ventanas.

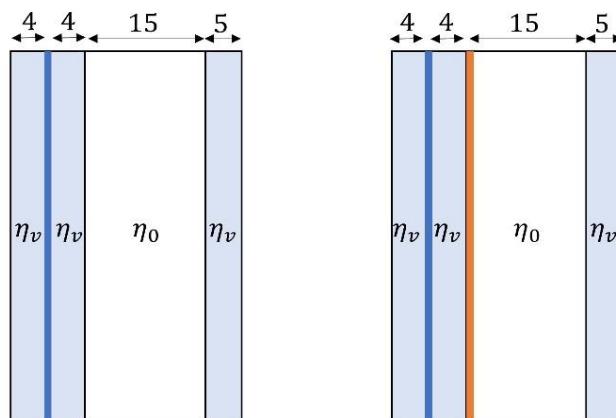


Figura 6.33 Ventanas con doble acristalamiento de referencia: sin capa (izquierda) con capa nbajo emisiva (derecha).

El factor U de la ventana de doble acristalamiento sin revestimiento de baja emisividad es de 2,688 y de 1,353 para la ventana de baja emisividad. La atenuación de RF de la ventana de baja emisividad es de casi 40 dB.

Como la ventana estándar de doble acristalamiento de baja emisividad sólo tiene un revestimiento de baja emisividad, sólo admite una FSS. Sin embargo, se puede colocar un revestimiento metálico adicional en el tercer vidrio para añadir otra FSS y, con ella, más posibilidades de diseño de transmisión de RF. Una de esas posibilidades es lograr una atenuación mínima en la banda de 5 GHz, utilizada tanto en redes Wi-Fi como 5G. Esta condición es muy difícil de obtener utilizando únicamente FSS de parche, ya que las dimensiones

habituales de la multicapa dan lugar a una resonancia (y un máximo de atenuación) en el rango de 4-6 GHz.

Mínimo en 5.8 GHz

La solución para conseguir la condición de adaptación $\Gamma = 0$ en 5.8 GHz es utilizar dos FSS, una de ellas inductiva (patrón de malla). Este diseño será válido para ventanas que sólo necesiten una capa nanométrica para el aislamiento térmico, ya que la contribución del recubrimiento con el FSS de malla será mínima. Esto es debido a la gran superficie de recubrimiento eliminada, que dará lugar a una alta emisividad para ese vidrio, casi la misma del vidrio sin capa bajo emisiva.

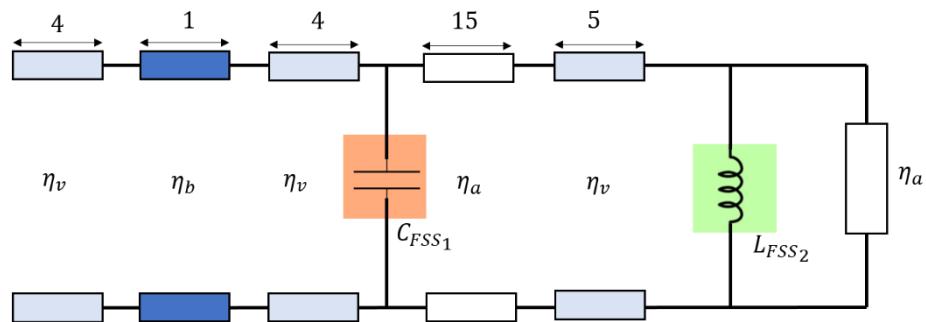


Figura 6.34 Ventana con doble acristalamiento y 2 FSS, una capacitiva y una inductiva

El diseño para una atenuación mínima a 5.8 GHz da como resultado una ventana con doble acristalamiento como la de la Figura 6.33 con una FSS de parches ($p = 5\text{mm}$ y $w = 100\mu\text{m}$), una cámara de aire de 15 mm y un tercer vidrio de 4 mm con una FSS de malla ($p = 5\text{mm}$ y $w = 1\text{mm}$). El condensador equivalente es $C = 0,46 \text{ pF}$ y el inductor es $L = 1,14 \text{ nH}$. Podemos observar como la tendencia que sigue la medida experimental coincide con la teórica.

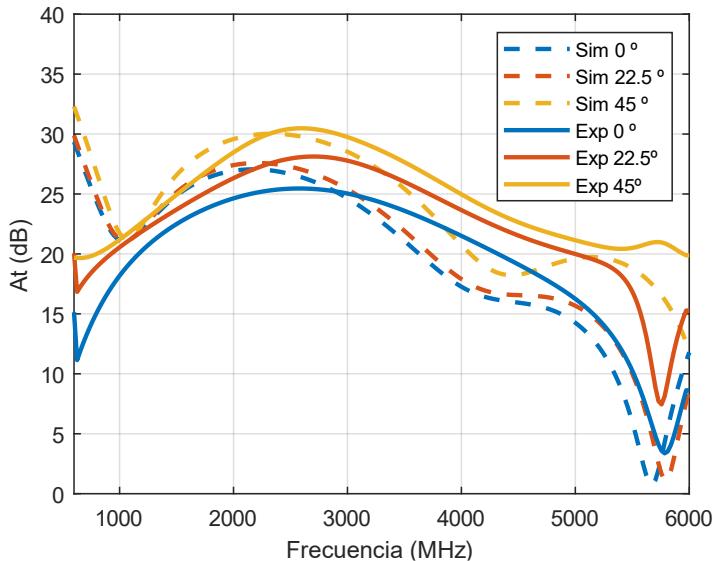


Figura 6.35 Atenuación de ventana con mínimo en 5.8 GHz para polarización TE

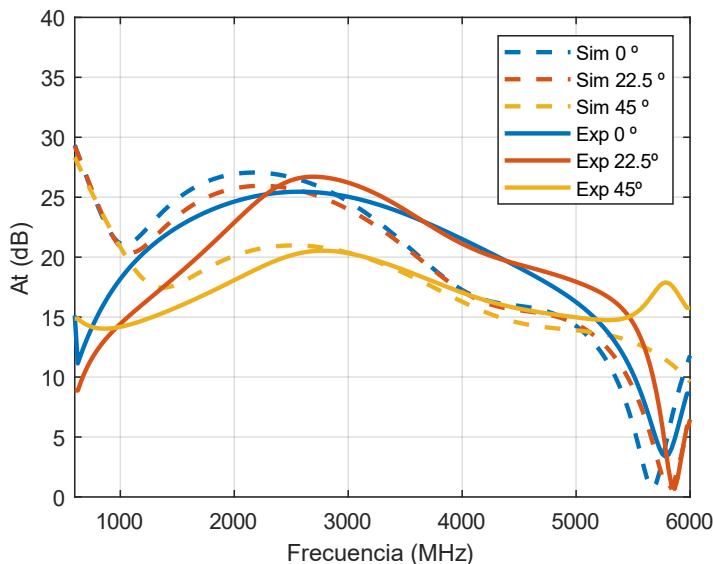


Figura 6.36 Atenuación de ventana con mínimo en 5.8 GHz para polarización TM

Las emisividades de cada vidrio con los diferentes patrones FSS y coeficientes de transmisión térmica de las ventanas con estos patrones se enumeran en la Tabla 6-8.

Tabla 6-8 Coeficiente de transmisión térmica de las muestras

Nombre	% Capa retirada cara 4	% Capa retirada cara 6	Emisividad cara 4	Emisividad cara 6	U
Con 1 Capa	0	100	0.028	0.837	0.820
Sin Capa	100	100	0.837	0.837	1.831
Min 5 GHz	10	6.6	0.109	0.082	0.938

6.4. Bird Friendly

En este apartado se recogen las ventanas con FSS que se diseñan buscando que los patrones sean visibles para las aves, pero siempre garantizando un buen comportamiento térmico y en radiofrecuencia. Para ello se utilizan diseños de parches, rejillas y círculos. Para certificar los vidrios “*Bird-Friendly*” se utiliza un túnel de vuelo como el de Figura 6.36. Este túnel tiene una longitud de 8 metros con una red justo antes del vidrio para evitar que las aves, en caso de no detectarlo, se choquen. American Bird Conservancy en EE. UU[60] y Aurin en Austria [61] disponen de instalaciones de este tipo.



Figura 6.37 Túnel de certificación para patrones *Bird Friendly*

Los vidrios “*Bird-Friendly*” se caracterizan según su factor de amenaza. Para determinarlo, se deja que vuelen varias aves de diferentes especies hacia el vidrio y se calcula el porcentaje de aves que se estrellarían contra el cristal en comparación con el total [62]. Por ejemplo, si de 100 aves 25 hubieran chocado, el factor de amenaza es de 25. Como no disponemos de estas instalaciones partimos de patrones ya certificados como referencia[63], [64], [65].



Figura 6.38 Patrones *Bird Friendly* certificados por la American Bird Conservancy

6.4.1. Parches

Una de las opciones que se contempla para que el patrón sea visible para los pájaros es realizar patrones de parches con ancho de línea de 1 o 2 mm y periodicidad del orden de 25-35 mm. La primera ventana que se va a caracterizar es una ventana doble acristalada con una FSS de parche con un grosor de línea $w = 2$ mm y una periodicidad de 32 mm en cara 4. Esta ventana la llamamos Ventana BF1. Los resultados entran dentro del objetivo de atenuación establecido (Figura 6.39) hasta 4 GHz. En este caso se consigue un factor U de 1.16, un valor adecuado dado el rango marcado por la industria arquitectónica. Se consigue una mejora considerable en comportamiento térmico respecto a la ventana equivalente sin capa ($U = 1.56$) y empeora mínimamente respecto a la de una capa bajo emisiva ($U = 1.023$).

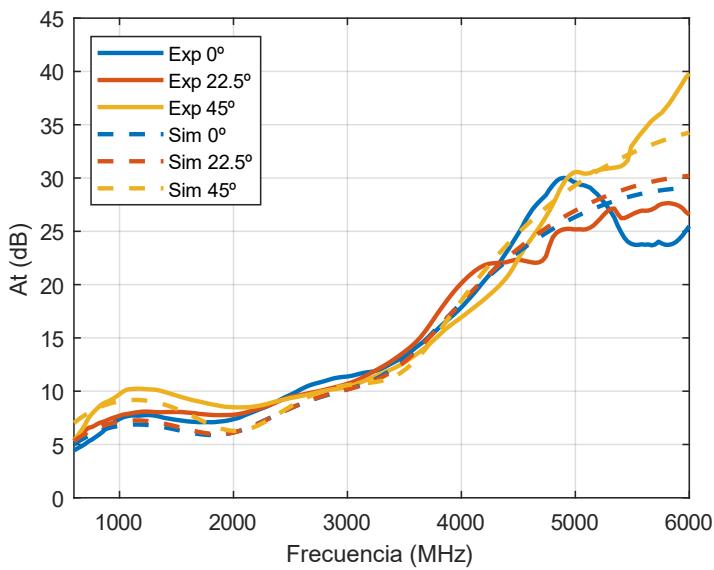


Figura 6.39 Medida y simulación de ventana BF1 para polarización TE

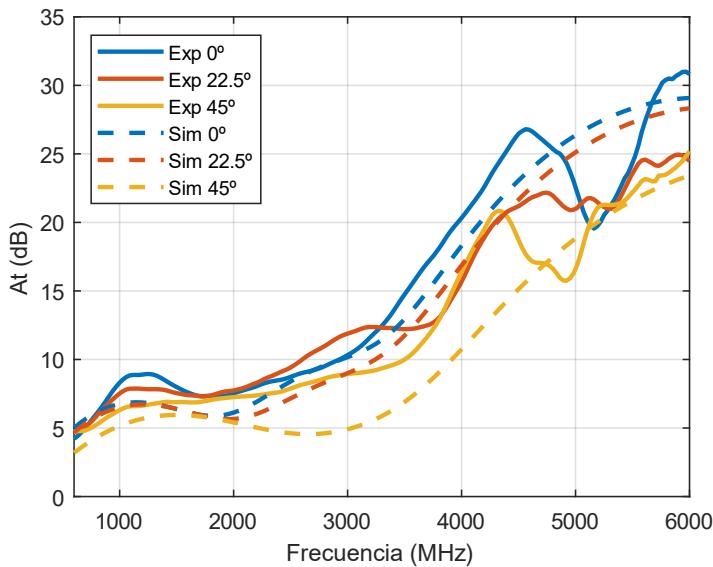


Figura 6.40 Medida y simulación de ventana BF1 para polarización TM

6.4.2. Parches y rejilla

Otra opción muy útil para que los patrones sean visibles para las aves, pero manteniendo buen comportamiento en RF, es combinar un patrón de grandes dimensiones como la rejilla con ancho de línea varios milímetros con parches que mantengan un buen comportamiento térmico. La ventana BF2 está formada por un patrón de parches de 100 μm de grosor y separación 10 mm en cara 4 y uno de rejilla 2000 μm de grosor y separación 30 mm en cara 5.

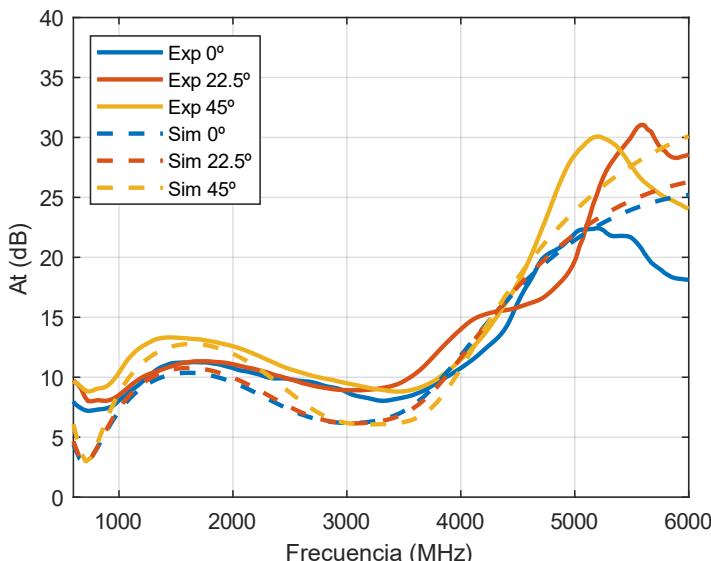


Figura 6.41 Medida y simulación de la muestra BF2 para polarización TE

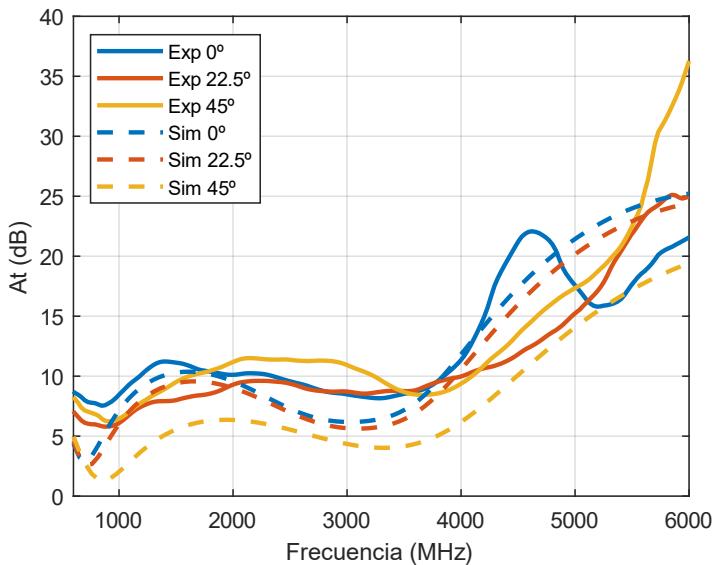


Figura 6.42 Medida y simulación de la muestra BF2 para polarización TM

Esta ventana tiene buen comportamiento en RF para ambas polarizaciones y ángulos, especialmente hasta 4 GHz.

6.4.3. Círculos y parches

Al igual que en el caso anterior, se busca una solución que combine un vidrio *Bird Friendly* con uno de parches para asegurar un mejor comportamiento térmico. En la ventana BF3 se combinan dos FSS diferentes: un patrón de círculos de 9 mm de radio y periodicidad $p = 20$ mm y un patrón de parches con $w = 100 \mu\text{m}$ y periodicidad $p = 2$ mm. Las medidas para esta última muestra para la polarización TE en la Figura 6.44) y para la polarización TM en la Figura 6.45. En este caso a partir de 3 GHz, las medidas difieren de las simulaciones. Probablemente esto es debido a un error en la fabricación de la muestra.

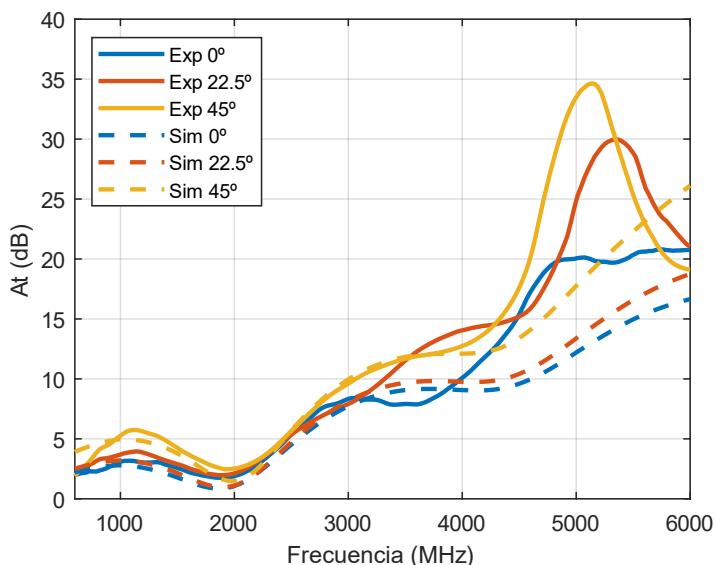


Figura 6.43 Medidas muestra BF3 polarización TE

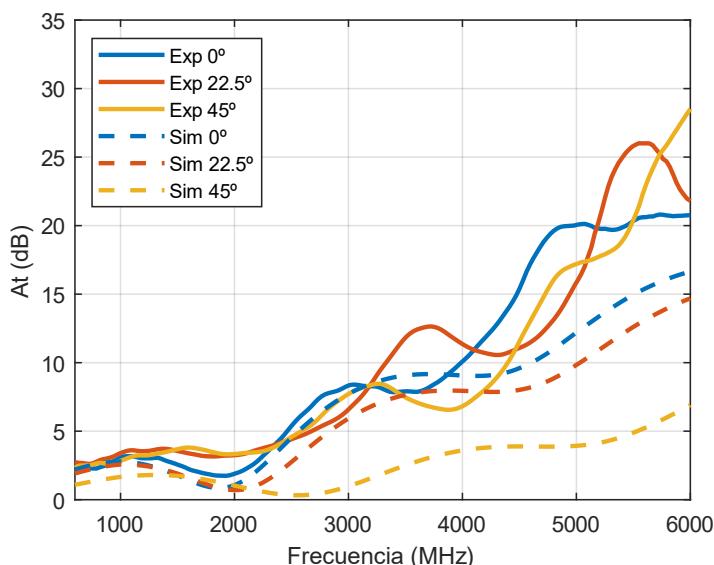


Figura 6.44 Medidas muestra BF3 polarización TM

Si se realiza la simulación con los círculos con un radio mayor (9.8 mm) se observa que coinciden con las medidas experimentales. Una hipótesis es que se hayan fabricado los círculos con un radio mayor o que el láser no haya retirado totalmente el conductor.

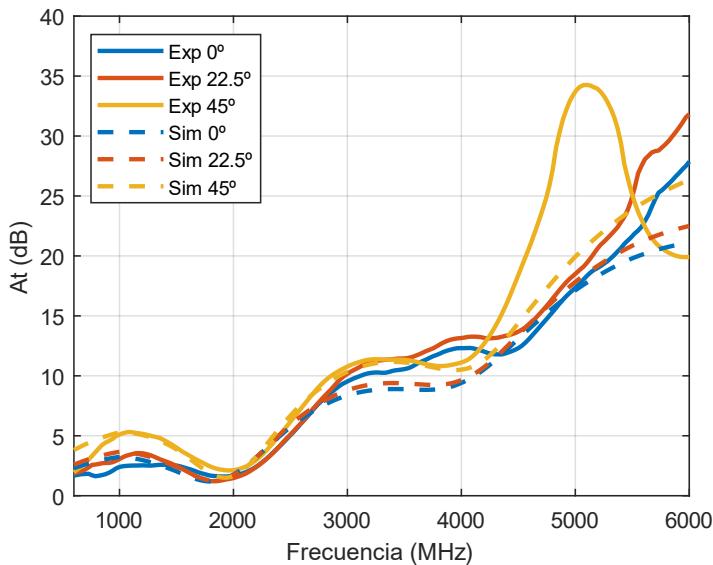


Figura 6.45 Medidas muestra BF3 polarización TE para radio r equivalente a 9.8 mm

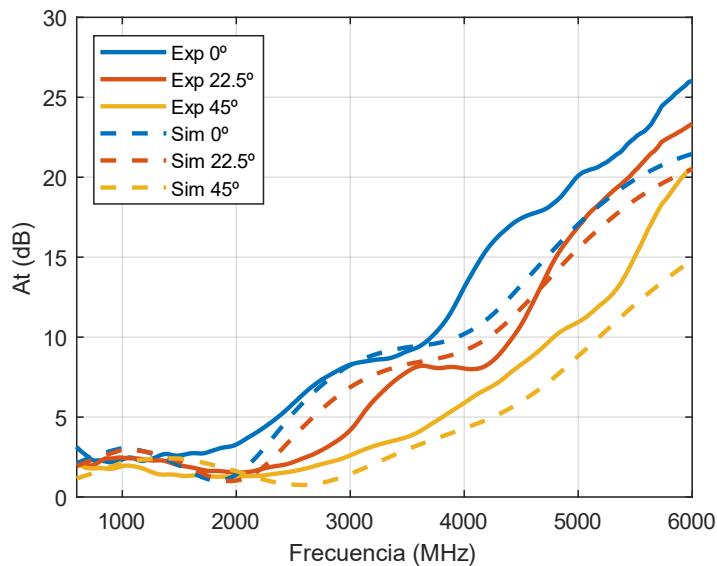


Figura 6.46 Medidas muestra BF3 polarización TM para radio r equivalente a 9.8 mm

Ahora sí que las medidas se asemejan más a estas simulaciones. La causa de esto pueden ser unas pequeñas trazas de conductor que deja el láser al retirar la capa para realizar los círculos, que podrían hacer que su la dimensión efectiva fuera mayor. Si se confirma este efecto, puede solucionarse fabricando círculos con radios menores de los previstos por la simulación o utilizando serigrafía en lugar de láser, algo que de todas formas será necesario en un proceso industrial.

Tabla 6-9 Coeficiente de transmisión térmica de las muestras

Nombre	% Capa retirada cara 4	% Capa retirada cara 5	Emisividad cara 4	Emisividad cara 5	U
Sin Capa	100	100	0.837	0.837	1.555
Ventana BF1	100	13.33	0.837	0.155	0.603
Ventana BF2	2	86.66	0.066	0.729	1.014
Ventana BF3	10	36.38	0.129	0.322	0.797
1 Capa AN62	0	100	0.05	0.837	1.023
2 Capa AN62	0	0	0.05	0.05	0.216

6.5. Conclusiones

En este estudio se ha presentado un método de diseño para ventanas de varios vidrios con múltiples revestimientos de baja emisividad y superficies selectivas de frecuencia. Con este método, es posible encontrar un mínimo de atenuación para frecuencias específicas utilizando múltiples paneles de vidrio y entrehierros y FSS de parche (capacitivo) o de malla (inductivo).

Se estudia y evalúa el coeficiente de transmisión térmica (U) de los distintos diseños de ventana. Los FSS de parche tienen un impacto bajo en el factor U, ya que la superficie del revestimiento de baja emisividad eliminado es bastante pequeña. Este no es el caso de los FSS de malla, pero pueden seguir utilizándose si se incluye en un revestimiento de baja emisividad adicional, útil sólo por sus propiedades de transmisión de RF y no como aislante térmico.

El método de simulación y diseño se ha validado comparándolo con mediciones de diferentes muestras en una cámara anechoica, con buena concordancia entre simulación y experimento.

Se trata de una técnica sencilla y rápida para diseñar ventanas complejas con propiedades de RF específicas para diferentes aplicaciones en arquitectura y transporte.

Capítulo 7. Vidrios con desbordado perimetral

Los vidrios con desbordado perimetral son otra de las soluciones propuestas para disminuir la atenuación de las señales de radiofrecuencia que consiste en retirar la capa metálica sólo en los bordes del vidrio. Se trata de la zona con menor impacto visual, tanto por su situación como porque suele estar cubierta por alguna protección opaca no metálica al insertar la ventana en su marco.

El objetivo principal de este capítulo es el estudio teórico y experimental de vidrios con desbordado perimetral con el fin de desarrollar un modelo de simulación capaz de predecir la atenuación de RF de este tipo de ventanas. Estas estructuras son grandes en comparación con las dimensiones de los sistemas de medida habituales y no homogéneas, lo que dificulta su caracterización experimental.

Cuando las ventanas se colocan en trenes, donde la estructura del vagón también es metálica, los vidrios sin recubrimiento perimetral pueden estudiarse como composición de aberturas rectangulares en un plano conductor infinito. En nuestro diseño hay cuatro aberturas rectangulares: dos horizontales y dos verticales (Figura 7.1). Por simplicidad, consideraremos que las regiones metálicas son ambas conductoras perfectas. Estudiaremos estas estructuras en el rango de frecuencias de 1-6 GHz.

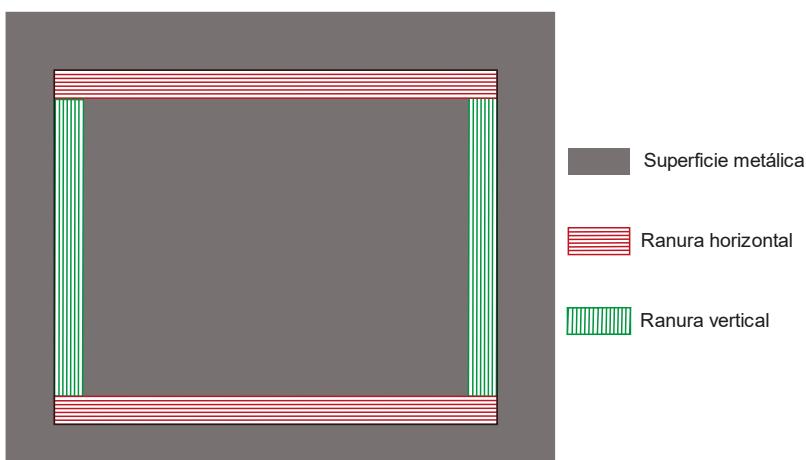


Figura 7.1 Ventana con desbordado perimetral y su composición como una estructura de cuatro aberturas rectangulares: dos horizontales y dos verticales.

Existen varios estudios de aperturas en la literatura para diferentes frecuencias, rangos de tamaño o aplicaciones (Tabla 7-1). Sin embargo, que sepamos, ninguno de ellos cubre el amplio rango de relaciones entre tamaños de apertura (de 50 a 800 mm) y frecuencias (1-6 GHz) que utiliza este trabajo de tesis. En nuestro caso, la longitud de onda y los tamaños de apertura son comparables, por lo que no pueden aplicarse muchas aproximaciones conocidas.

Tabla 7-1 Comparación con otros estudios de aperturas

Referencia	Dimensiones de la apertura (mm)	Frecuencia (GHz)	Tipo de estudio
[66]	L = 100 W = 5	0.1-1	Apantallamiento metálico
[67]	L = 150 W = 37.5	0.1-1	Apantallamiento metálico
[68]	W<< λ	0.1-1	Protección contra amenazas de RF
[69]	L = 100, 200 W = 5, 30	0.1-1	Apantallamiento metálico
[70]	L = 100, 144 W = 5, 25.4	0.1-1	Apantallamiento metálico
[71]	L = 20-100 W = 20-30	0.1-1.2	Apantallamiento metálico
[72]	L = 400 W = 2	0.1-1	Apantallamiento metálico
[73]	L = 10 W = 0.3	1-20	Metasuperficies
[74]	W<< λ	-	Difracción
[75]	L = 30 W = 10	4-8	Ranura alimentada por microstrip
[76]	L = 20 W = 2	1-12	Potencia en aperturas

Se aplicará el modelo multicapa para obtener, a partir de simulaciones de ranuras sencillas, la atenuación de las ventanas multicapa completas, como se ha hecho en el capítulo previo para las FSS. Así será posible predecir el comportamiento de una ventana sin recubrimiento perimetral sin necesidad de disponer de una muestra real para su caracterización.

7.1. Estudio teórico

Los vidrios con desbordado perimetral pueden estudiarse como una composición de cuatro aberturas rectangulares.

A continuación, comenzamos a estudiar una única abertura en una superficie metálica. Definiremos l como la dimensión normal al campo eléctrico y h (altura) como la dimensión paralela a éste. Para simplificar, supondremos que el campo eléctrico de la abertura es paralelo a y . Así, las ranuras horizontales, perpendiculares a la dirección del campo eléctrico, siempre tendrán $l > h$, mientras que para las ranuras verticales, paralelas al campo eléctrico, $h > l$ (Figura 7.2).

Una apertura rectangular en un plano conductor grande puede aproximarse a una antena de ranura, ya que puede considerarse como una abertura rectangular de dimensiones l y h en una lámina conductora infinita. Sin embargo, según el principio de Babinet (Sección 2.3), los campos radiados y la impedancia de estas antenas están relacionados con su dual. El dual de una antena de ranura es un dipolo, ya que se obtiene al intercambiar el material conductor y el aire.

La relación entre la impedancia de ambas antenas según el principio de Babinet viene definida por la expresión (7-1), donde Z_S es la impedancia de la ranura, Z_D la impedancia del dipolo y η la impedancia intrínseca del espacio libre:

$$Z_D Z_S = \frac{\eta^2}{4} \quad (7-1)$$

Los campos de la antena de ranura pueden calcularse a partir de los de su dual. Por lo tanto, si conocemos los campos de una antena, podemos conocer los de las otras.

$$E_{\theta S} = H_{\theta D} \quad (7-2)$$

$$E_{\phi S} = H_{\phi D} \quad (7-3)$$

$$H_{\theta S} = -\frac{E_{\theta C}}{\eta^2} \quad (7-4)$$

$$H_{\phi S} = -\frac{E_{\phi C}}{\eta^2} \quad (7-5)$$

La polarización de las dos antenas es opuesta, cuando una está polarizada verticalmente la otra tiene polarización horizontal.

La longitud y la anchura de la ranura determinan las frecuencias de funcionamiento de la antena. La longitud óptima l de las antenas de ranura es $\lambda/2$ ya que es como un dipolo, pero con polarización opuesta. La altura h de la ranura está en torno a 1/10 de la longitud en las antenas de ranura convencionales.

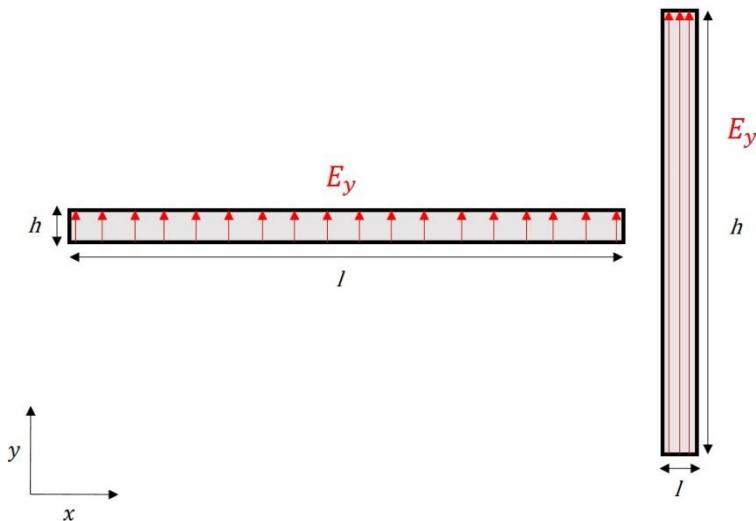


Figura 7.2 Esquema de una apertura rectangular horizontal y una vertical cuando son excitadas por un campo eléctrico E_y

Si la onda electromagnética llega a la apertura con una polarización paralela a la dimensión menor (h) de la rendija, genera una diferencia de tensión que depende de su altura h y, por tanto, la potencia radiada será proporcional a h^2 con un coeficiente k que depende de la frecuencia. Por tanto, la relación entre la potencia que llega a la apertura (P_0) y la potencia reirradiada ($P(h)$) es la siguiente:

$$P(h) = P_0 \cdot k \cdot h^2 \quad h < D_{max} \quad (7-6)$$

$$T = \frac{P(h)}{P_0} = k \cdot h^2 \quad (7-7)$$

$$\sqrt{\frac{P(h)}{P_0}} = \sqrt{k(f) \cdot h} \quad (7-8)$$

donde el coeficiente $k(f)$ se obtiene experimentalmente.

Esta expresión está limitada a una altura máxima de la apertura, a partir de la cual la estructura no se comportará como una antena de ranura y la potencia radiada pasará a ser proporcional al área.

En el caso de una apertura vertical, la polarización es la paralela a la dimensión mayor (h). En este caso, se rendija tiene la longitud igual a $\lambda/2$ dentro de las frecuencias del rango de medida, por lo que se comporta como un filtro paso alto para las frecuencias más bajas. Como h es mayor que l y no se ajusta a la condición de antena de ranura por lo que la potencia a través de una apertura vertical es proporcional a h una vez que la longitud es de media longitud de onda.

Por simplicidad, se ha estudiado la apertura vertical teniendo la apertura en posición horizontal y cambiando la antena emisora y receptora a la polarización TM, ya que el problema es equivalente.

7.2. Caracterización de aperturas

Para comenzar con la caracterización de este tipo de estructuras es necesario comenzar por el estudio de la potencia transmitida en función de sus dimensiones.

Como la longitud de onda es similar al tamaño de la abertura en el primer tramo del rango de frecuencias, se producen fenómenos de difracción. Para caracterizar este efecto, se realizan medidas a distinta distancia de la lámina metálica para estudiar el diagrama de radiación de aperturas de 25, 35 y 50 mm de altura. Para ello, se utiliza el método de medida explicado en el capítulo 4.

En primer lugar, se estudia la apertura horizontal. Las antenas están polarizadas verticalmente y se realiza un barrido de alturas de apertura de 0 a 250 mm. La potencia que llega a la antena receptora cuando hay una rendija de cierta altura comparada con la potencia recibida cuando no hay ningún obstáculo entre ellas es proporcional a la altura de la rendija al cuadrado (h^2).

Si representamos la relación $\sqrt{\frac{P(h)}{P_0}}$ (S_{21} en lineal) frente a la anchura de la apertura para una frecuencia fija, obtenemos la gráfica de la Figura 7.3. La relación es lineal para una frecuencia dada, pero cambia en función de la frecuencia debido a la relación entre la altura de la abertura y la longitud de onda. Las líneas discontinuas son el ajuste a una recta de cada una de las líneas.

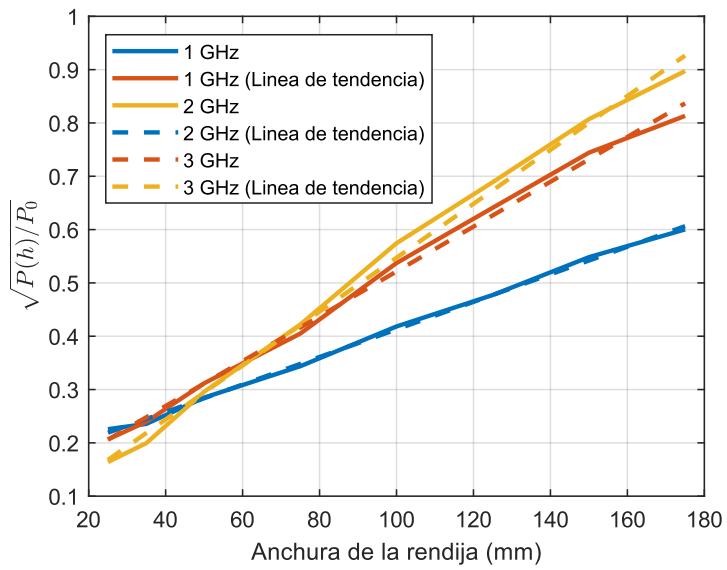


Figura 7.3 Dependencia lineal de $\sqrt{\frac{P(h)}{P_0}}$ para un valor fijo de h

Si se representan gráficamente las pendientes de las distintas frecuencias, el coeficiente \sqrt{k} presenta la tendencia mostrada en la Figura 7.4.

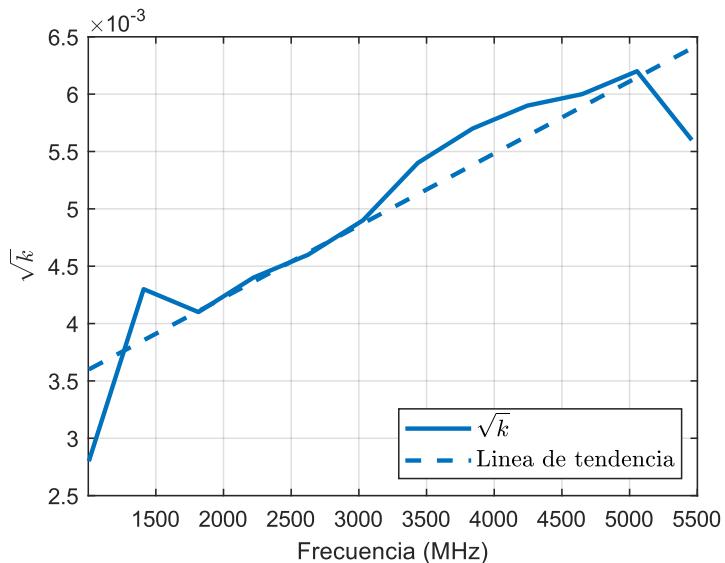


Figura 7.4 $\sqrt{k(f)}$ y su línea de tendencia

En una primera aproximación se considera una tendencia lineal, y tras pruebas experimentales se realiza una corrección esta tendencia. Por ello, es necesario modificar las expresiones anteriores.

$$\sqrt{k(f)} = \alpha f + C = \frac{\alpha c}{\lambda} + C \quad (7-9)$$

$$P(h) = P_0(\alpha f + C)^2 h^2 \quad (7-10)$$

Después de barrer la altura de la abertura, se realiza un estudio para encontrar la longitud óptima de la abertura para una altura fija. En este caso se elige una apertura de 50 mm de altura y se realiza un barrido de 0 a 800 mm en la coordenada x. Todas estas medidas se muestran en referencia a una abertura de 50x800 mm (se toma como atenuación 0) para poder ver el efecto que tiene solo la dimensión x.

En la Figura 7.5 se muestran cuatro ejemplos con distintos valores de l : 200, 250, 350 y 500 mm. En un principio, sería lógico pensar que la cantidad de potencia que atraviesa una abertura es mayor a medida que aumenta la longitud de ésta. Sin embargo, como se muestra en el gráfico no es necesariamente cierto y la potencia recibida puede ser incluso mayor con ranuras más pequeñas. Como la longitud óptima de la rendija es $\lambda/2$, tendremos mínimos de atenuación en los múltiplos impares de $\lambda/2$ y máximos en los múltiplos pares de $\lambda/2$.

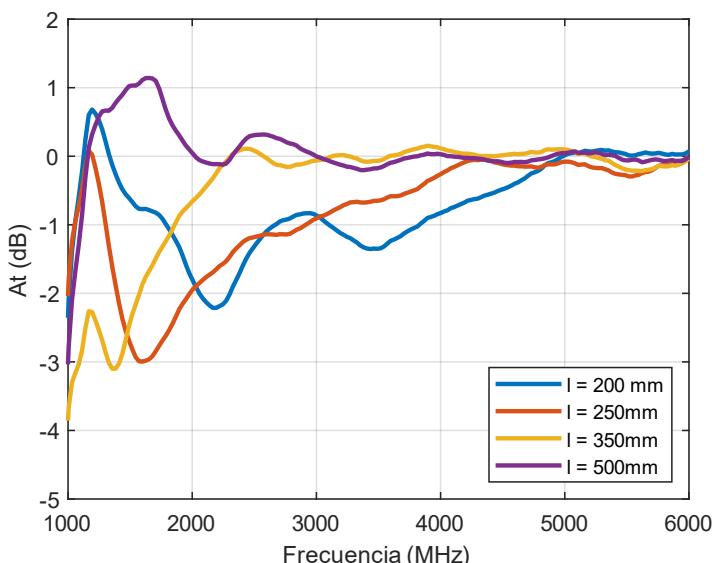


Figura 7.5 Atenuación de rendijas de altura $h= 50$ mm y distinta longitud l respecto a la atenuación de una rendija de $l= 800$ mm

En la Tabla 7-2 se muestran los mínimos de atenuación teóricos y experimentales para las cuatro rendijas de la figura anterior. Como hemos

dicho, la longitud óptima de la rendija es de $\lambda/2$, pero en todos los casos esta condición se cumple en frecuencias más bajas que las de nuestro estudio. Por ello, el primer máximo está en $3\lambda/2$ y el primer mínimo en λ (Tabla 7-3).

Tabla 7-2 Mínimos de atenuación

Mínimos de atenuación						
L(m)	F $3\lambda/2$	F $3\lambda/2$ teo	F $5\lambda/2$	F $5\lambda/2$ teo	F $7\lambda/2$	F $7\lambda/2$ teo
0.2	2.24	2.25	3.516	3.75	5.5	5.25
0.25	1.626	1.8	2.868	3	-	5
0.35	1.329	1.28	-	2.104	2.84	2.99
0.5	0.924	0.9	-	1.5	2.204	2.1

Tabla 7-3 Máximos de atenuación

Máximos de atenuación						
L(m)	F λ	F λ teo	F 2λ	F 2λ	F 3λ	F 3λ teo
0.2	-	1.5	2.949	3	-	4.5
0.25	-	1.2	2.5	2.4	3.651	3.6
0.35	-	0.856	1.89	1.712	2.49	2.57
0.5	-	0.6	1.275	1.2	1.707	1.8

Si se estudia la polarización horizontal, equivale a cambiar la orientación de las antenas 90° o cambiar la apertura a vertical. Para simplificar, se utiliza el mismo montaje, pero girando las antenas. En este caso, la potencia total recibida es menor que en la polarización vertical.

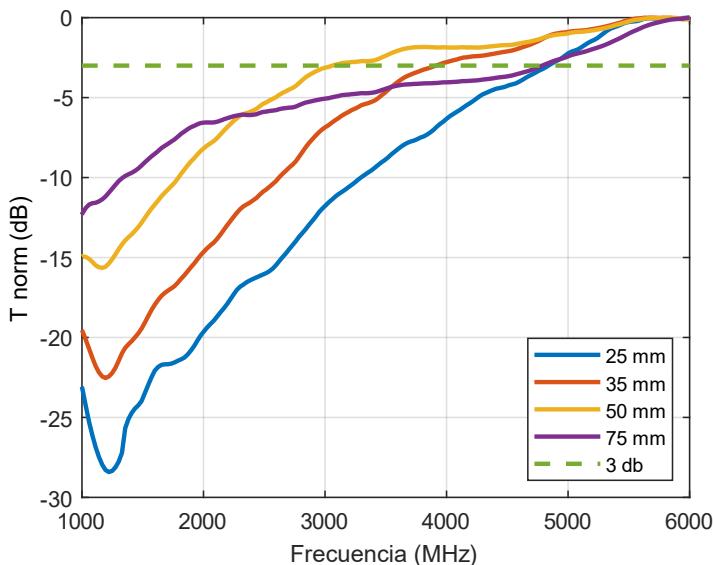


Figura 7.6 Potencia de transmisión normalizada en aperturas verticales para diferentes valores de l y sus frecuencias de corte.

La razón es que la altura de la apertura (h) limita la longitud de onda mínima que atraviesa el hueco. Este comportamiento puede compararse con un filtro de paso alto con una frecuencia de corte (f_c). Para comparar las medidas de estas rendijas, se normalizan los resultados (Figura 7.6).

Tabla 7-4 Frecuencia de corte para cada rendija vertical

L (mm)	f a -3db	f a lambda/2
75 mm	2.38 GHz	2 GHz
50 mm	3.03 GHz	3 GHz
35 mm	3.948 GHz	4.14 GHz
25 mm	-	6 GHz

7.2.1. Simulaciones por elementos finitos

Tras estudiar la dependencia de la potencia transmitida a través de las ranuras con sus dimensiones, se realiza una simulación por elementos finitos con COMSOL Multiphysics para obtener el S_{21} complejo de una ventana con desbordado perimetral. Los valores de l y h en estas simulaciones se seleccionan en función del tamaño de una ventana de tren convencional (800x636 mm para nuestras muestras).

El modelo COMSOL (Figura 7.7) consta de dos bloques de aire y una superficie conductora perfecta entre ellos. Esta contiene una abertura rectangular de longitud l y altura h . El modelo es excitado por un campo electromagnético con E_y o H_y perpendicular a la anchura de la rendija, para simular una rendija horizontal o vertical respectivamente. Se añaden al modelo capas perfectamente adaptadas (PML) para evitar reflexiones no deseadas. Este modelo se evalúa en el dominio de la frecuencia, de 1 GHz a 6 GHz en pasos de 100 MHz.

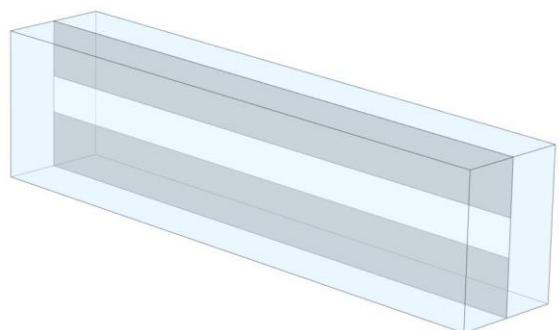


Figura 7.7 Modelo de COMSOL para una apertura rectangular de 800x50 mm

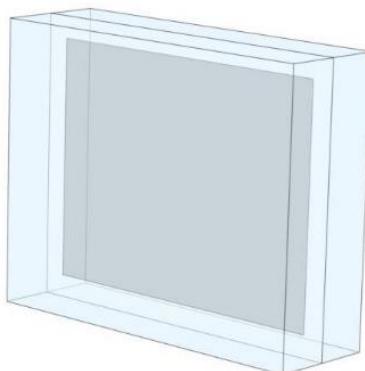


Figura 7.8 Modelo de COMSOL para una ventana con desbordado perimetral de 50 mm

En la Figura 7.9 se representa la atenuación simulada (dB) para ranuras horizontales de $l = 800$ mm y $h = 50$ mm y 75 mm. Sus formas son similares, con un mínimo a 1 GHz, máximo a 1,5 GHz y valor más o menos constante para el resto del rango.

La atenuación es mayor para la ranura de 50 mm, como era de esperar debido a su menor h . La Figura 7.10 muestra la atenuación simulada (dB) para ranuras verticales de $h = 800$ mm y $l = 50$ y 75 mm. Al igual que ocurría con las ranuras horizontales, ambas líneas siguen la misma tendencia, pero con un desfase en la atenuación debido al valor de l . El máximo se encuentra a 1 GHz para ambos casos y el mínimo cambia con l ya que depende de $\lambda/2$.

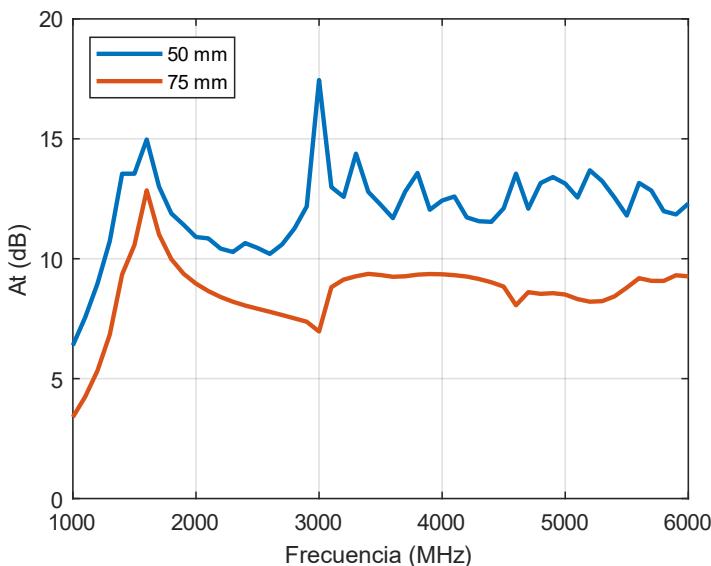


Figura 7.9 Atenuación teórica (dB) para una ranura horizontal de $l=800$ mm y diferente valor de h

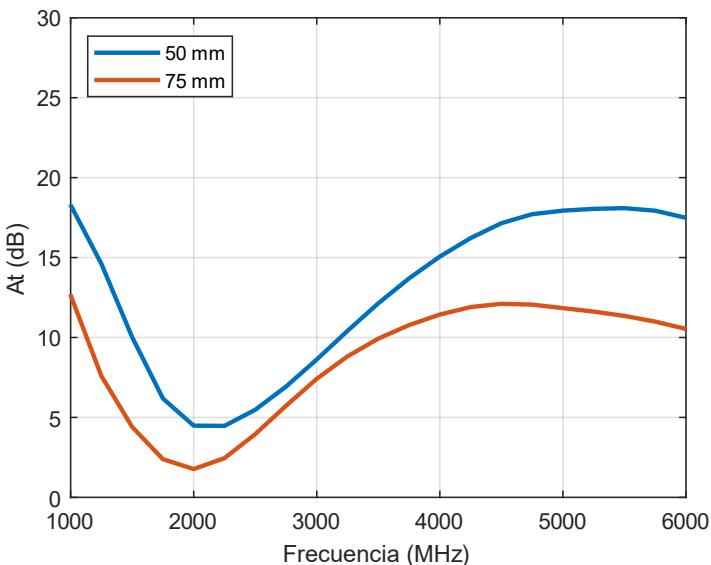


Figura 7.10 Atenuación teórica (dB) para una ranura vertical de $l=800$ mm y diferente valor de h

Utilizando los resultados de las simulaciones anteriores y gracias a la ecuación (3-5), podemos obtener el parámetro S_{21} de la estructura y, a partir de él, la impedancia equivalente de la ranura Z_{slot} . A modo de ejemplo, se muestran la parte real (R_i) e imaginaria (X_i) de la impedancia de dos ranuras diferentes: una ranura vertical de 50x800 mm (Figura 7.11) y una ranura horizontal de 800x75 mm (Figura 7.12). Para la ranura vertical, la reactancia cambia de positiva a negativa a 3 GHz, cuando la longitud $l = \lambda/2$.

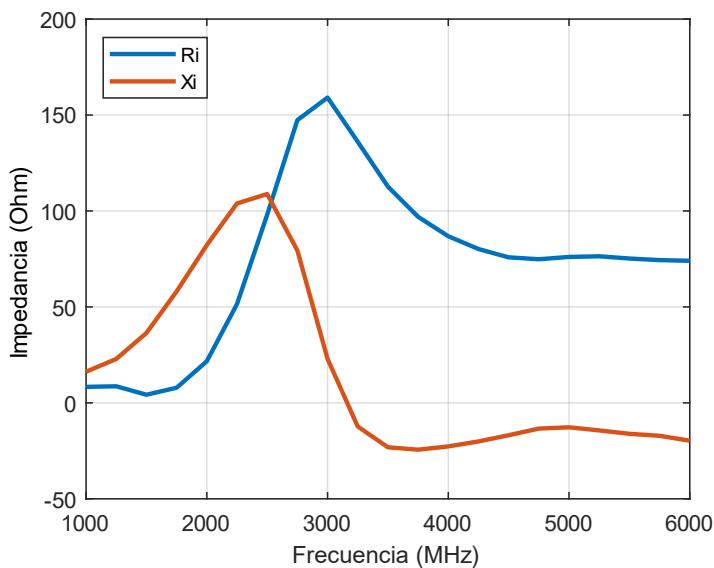


Figura 7.11 Impedancia equivalente de apertura vertical de 50x800mm

En la ranura horizontal, el mínimo de resistencia y reactancia es a 1 GHz (como la atenuación mínima). En el máximo de atenuación (1,5 GHz) la resistencia aumenta hasta 100Ω y la reactancia tiende a 0.

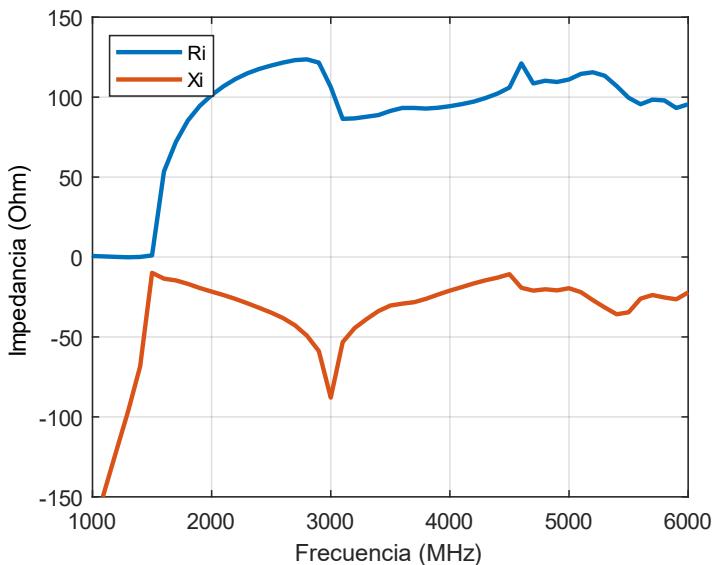


Figura 7.12 Impedancia equivalente de apertura horizontal de 75x800mm

7.2.2. Aplicación del modelo de multicapas

Una vez calculada la impedancia compleja equivalente de una ranura, puede introducirse en el modelo de multicapas explicado en el capítulo 3. Se calcula la impedancia de la rendija en COMSOL Multiphysics (Z_{Slot}) y se introduce como impedancia en paralelo en el modelo, al igual que con las FSS (Figura 7.13).

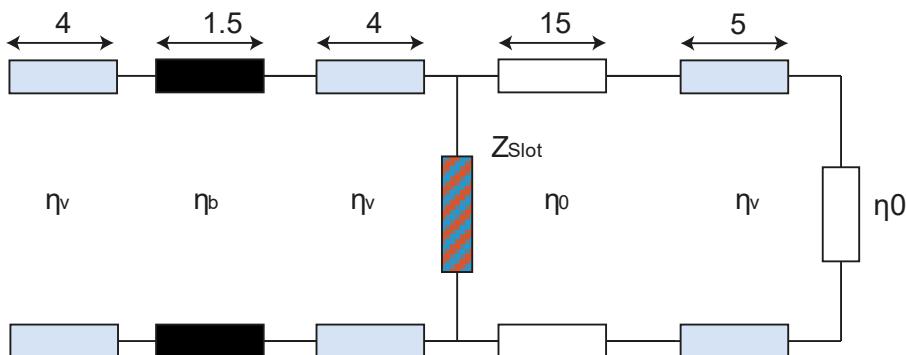


Figura 7.13 Estructura de ventana con desbordado perimetral y su modelo de multicapas equivalente.

La atenuación del perímetro completo de la ventana puede obtenerse de dos maneras. La primera consiste en simular la estructura completa, lo que requiere mucho tiempo y recursos. La segunda consiste en obtener la atenuación total como composición de las ranuras horizontales y verticales. No sólo se trata de un proceso más rápido, sino que también será la única opción disponible para la caracterización experimental de las ventanas, ya que su tamaño hace muy difícil una medida de la estructura completa.

Por lo tanto, resulta fundamental comprobar que los resultados obtenidos al simular la ventana en su totalidad son consistentes con aquellos derivados de la simulación basada en la composición de las cuatro ranuras. Esta verificación es crucial, ya que sólo si ambos enfoques producen resultados comparables podremos utilizar el método de composición de ranuras para la caracterización experimental.



Figura 7.14 Ventana con desbordado perimetral de 50 mm

La ventana con desbordado perimetral (Figura 7.14) se divide en dos estructuras diferentes, una considerando sólo las ranuras horizontales y otra con ranuras verticales (Figura 7.15). Cada una de estas estructuras puede dividirse en secciones de igual tamaño, que contienen o bien las ranuras (con coeficientes de transmisión T_1 y T_2) o bien la zona intermedia, cubierta por una capa metálica con un coeficiente de transmisión $T_3 \approx 0$.

El coeficiente de transmisión total del perímetro se calcula como la suma del coeficiente de transmisión de dos ranuras horizontales y dos ranuras verticales. $n_{H,V}$ es el número de secciones de medida en las que puede dividirse la ventana en la dimensión horizontal y vertical. Este número depende del tamaño de la ventana y de la apertura de las antenas utilizadas en la medida

experimental o en la simulación, pues la anchura de las secciones corresponde a esa apertura.

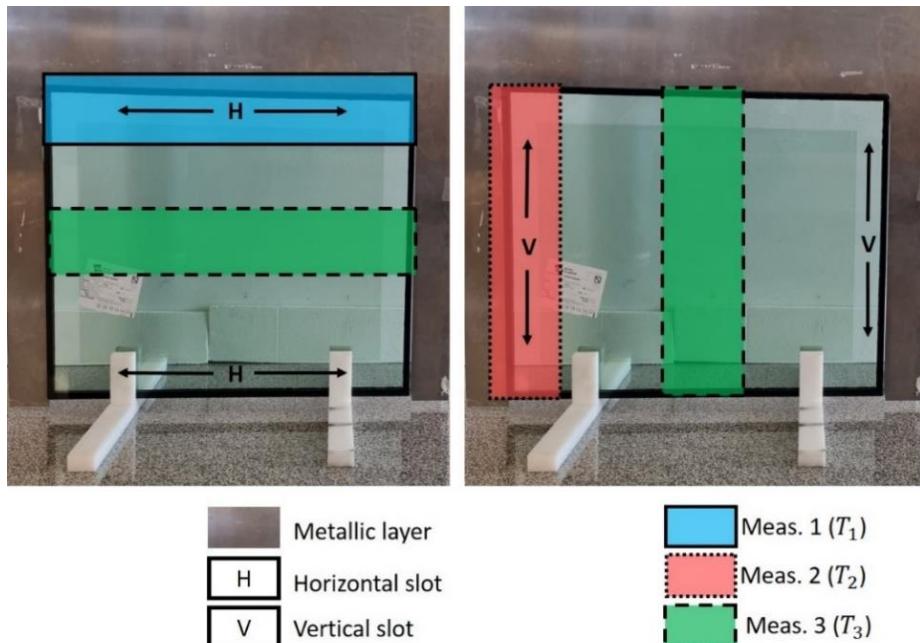


Figura 7.15: Método de medida para calcular la transmisión media TH con dos rendijas horizontales (izquierda) y la transmisión media TV con dos rendijas verticales (derecha)

Por ejemplo, en una ventana de 800x636 mm (si contamos las zonas de marco metálico es de 880x716 mm) utilizando una antena con 160 mm de anchura de apertura, $nH=5,2$ y $nV=6,77$ (Figura 7.16).

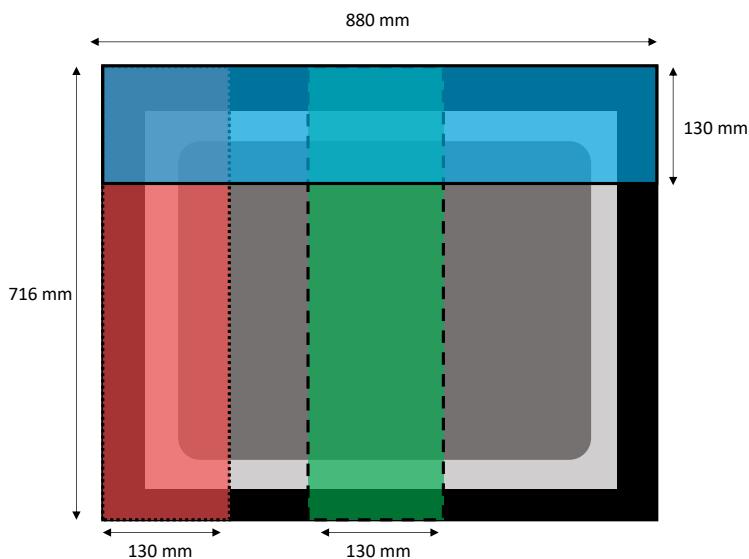


Figura 7.16 Zonas de cálculo de los coeficientes nH y nV

Así, los coeficientes de transmisión para las rendijas verticales y horizontales serán:

$$T_H = \frac{2T_1}{n_H} \quad (7-11)$$

$$T_V = \frac{2T_2}{n_V} \quad (7-12)$$

Y el coeficiente de transmisión global de la ventana y su atenuación:

$$T_T = T_H + T_V \quad (7-13)$$

$$Att_T(dB) = -10 \log(T_T) \quad (7-14)$$

La comparación entre la simulación de la estructura completa y la composición de cuatro ranuras se muestra en la Figura 7.16. En esta gráfica se puede ver en azul, la simulación de la geometría completa y, en naranja, la composición de las cuatro ranuras simuladas individualmente, como una estructura de 2 ranuras horizontales y 2 verticales.

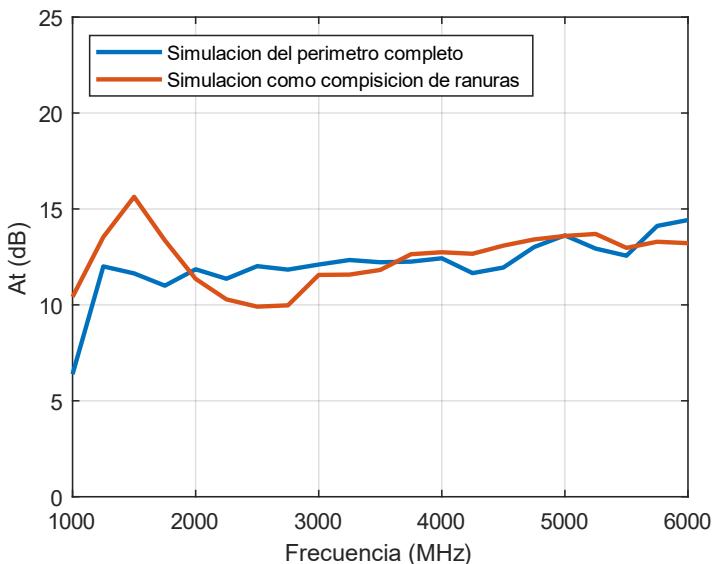


Figura 7.17 Comparación entre la simulación de la geometría del desbordado completa frente a la composición de la simulación de las aperturas.

7.3. Medidas experimentales de ventanas

Una vez que se ha realizado el estudio teórico y se han realizado las simulaciones en COMSOL, se llevan a cabo una serie de medidas

experimentales con muestras fabricadas por la empresa Ariño Duglass. La fabricación de las muestras con desbordado se realiza mediante la técnica de serigraffía ya citada en el capítulo 4.

El sistema de medida utilizado es el descrito en la sección 7.2.2. En este caso, se realizan tres medidas y utilizamos la técnica de composición descrita. Para ello colocamos las antenas en las tres posiciones diferentes: en la ranura horizontal, en la vertical y en el centro de la ventana, donde no hay abertura. También se toma una medida de la potencia sin ventana en las mismas posiciones, que se usará como referencia para calcular la transmisión en cada posición.

En primer lugar, se demuestra que el resultado en la simulación y en las medidas coincide cuando se caracteriza una sola rendija. En la Figura 7.17, se comparan ambos resultados para una rendija vertical de 50x800 mm.

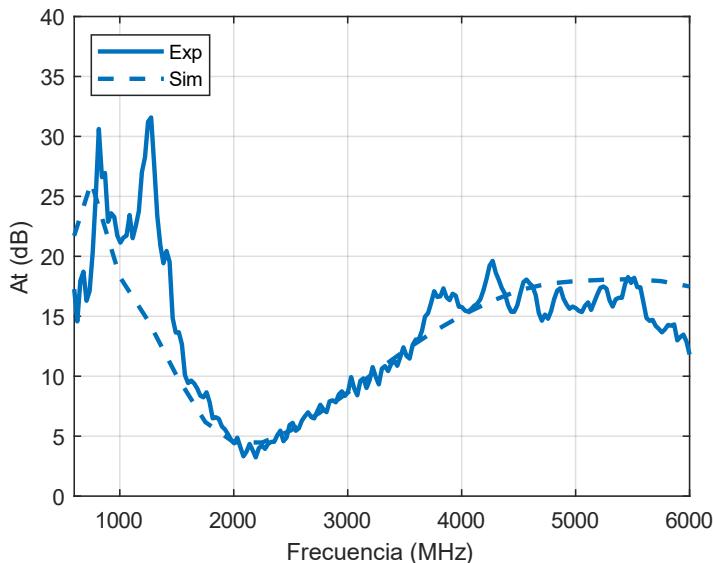


Figura 7.18 Resultado simulado y experimental de una rendija vertical de 50x800 mm en una ventana con doble acristalamiento

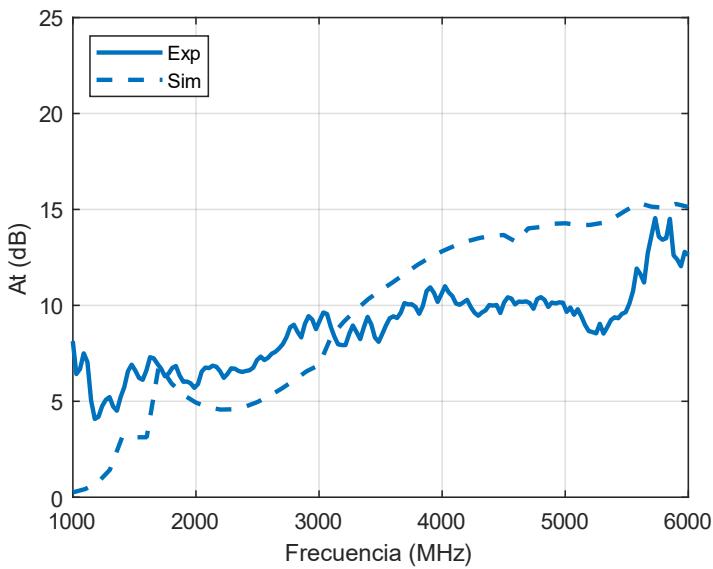


Figura 7.19 Resultado simulado y experimental de una rendija horizontal de 75x800 mm en una ventana con doble acristalamiento

Los resultados, mostrados en las figuras anteriores, se comparan con simulaciones de COMSOL. En la Figura 7.19 se puede observar cuatro líneas, dos de ellas de simulaciones y dos experimentales. Esto es porque las simulaciones se han realizado utilizando los dos métodos anteriores:

- a) calculando la impedancia de cada una de las cuatro ranuras diferentes y utilizando la técnica de composición
- b) calculando directamente la impedancia de la capa metálica con todo el perímetro sin recubrimiento.

Ambos métodos dan como resultado valores de atenuación similares, lo que refuerza la solidez de nuestra técnica de composición. Esta gráfica también contiene la medida de la ventana con capa bajo emisiva completa para mostrar cómo ha cambiado la atenuación de la ventana con la solución de desbordado perimetral.

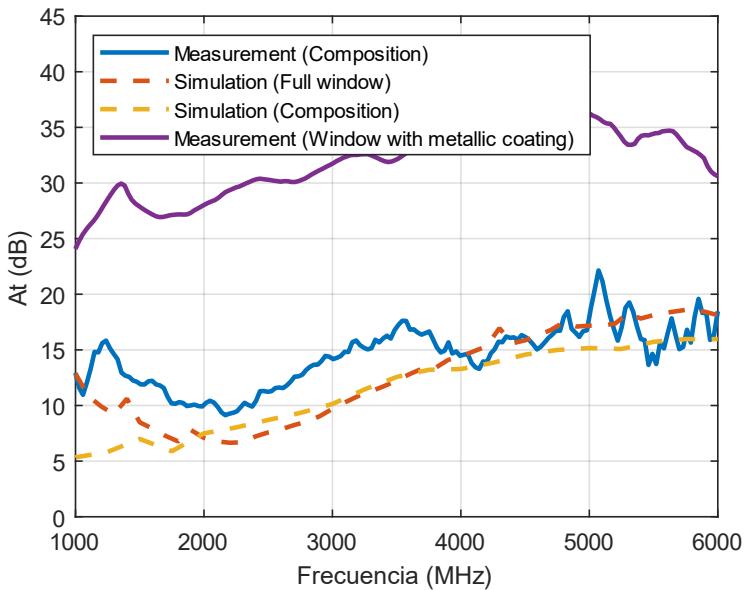


Figura 7.20 Comparación entre la medida y la simulación de la estructura completa de una ventana con desbordado perimetral o mediante la técnica de composición de apertura respecto a una ventana de bajo emisiva convencional

7.4. Coeficiente de transmisión térmica de las muestras (U)

En este apartado se lleva a cabo el análisis del coeficiente de transmisión térmica de las ventanas con desbordado analizadas anteriormente. Para ello, se hace uso del software del capítulo 3 que incluye las fórmulas mencionadas.

Podemos observar cómo las ventanas con desbordado 25 y 35 cumplen los requisitos de coeficiente de transmisión térmica para edificios y trenes. En el caso del desbordado 50 mm este valor es un poco superior pero aun sería admisible. Por último, el desbordado 75 mm sólo es una buena opción si los requisitos de transmisión térmica son muy flexibles o si se necesita esta mejora en la transmisión RF a costa de perder eficiencia energética.

Una duda que surge cuando se estudian este tipo de estructuras es si existen zonas de sombra dentro del tren en la que no se recibe correctamente las señales de comunicaciones móviles. Esto se debe a su estructura no homogénea al retirar sólo la capa de los bordes de la ventana. Para estudiar este comportamiento se fabrica una caja metálica resonante a modo de prototipo de vagón para comprobar si la potencia se distribuye uniformemente.

Tabla 7-5 Coeficiente de transmisión térmica de ventanas con desbordado y las de referencia sin capa y con capa

Nombre	% Capa retirada	% Capa	Emisividad capa 4	U
Desbordado 25 mm	13.62	86.38	0.138	1.645
Desbordado 35 mm	18.79	81.21	0.18	1.741
Desbordado 50 mm	26.26	73.74	0.24	1.869
Desbordado 75 mm	37.91	62.09	0.335	2.048
Sin Capa	100	0	0.837	2.704
Con Capa	0	100	0.05	1.419

7.5. Validación en caja metálica resonante

La atenuación de los vidrios con desbordado es diferente si se mide en una cámara anechoica (medida de transmisión directa) o en un prototipo de vagón (configuración de cámara cerrada), donde se producen múltiples resonancias.

Las medidas en cámara anechoica proporcionan una primera estimación del rendimiento del cristal en una situación de uso real, pero no reproducen las condiciones del interior de un vehículo, como las resonancias debidas a sus paredes metálicas. Estas resonancias pueden dar lugar a una intensidad del campo electromagnético interno superior a los valores dados por el coeficiente de transmisión del vidrio, efecto equivalente a los observados en las esferas integradoras utilizadas en las mediciones ópticas o en las cámaras acústicas de reverberación.

Además, la medida directa puede subestimar el rendimiento de una superficie con propiedades de transmisión no uniformes. Por ejemplo, un cristal sin revestimiento en sus bordes da lugar a una abertura para las ondas que entran en el vehículo mucho menor que una ventana uniforme, pero también ofrece una abertura menor para las ondas que escapan del vehículo, lo que se traduce en una mayor intensidad de campo en el interior del vehículo.

Para tener en cuenta este efecto y obtener una estimación más precisa de la atenuación de la señal en el interior de un vehículo utilizando cristales con propiedades térmicas avanzadas, se ha diseñado un montaje de medida en cámara cerrada o prototipo de vagón.

7.5.1. Descripción del sistema

El objetivo de este sistema es analizar la situación en el interior de un vehículo metálico con ventanas a ambos lados. Consiste en una cámara de paredes metálicas de $100 \times 100 \times 150$ cm³ con aberturas en dos de sus paredes diseñadas para alojar las ventanas sometidas a ensayo. Es importante señalar que el objetivo de esta configuración no es reproducir exactamente las condiciones en el interior de un vagón de tren (para empezar, sus dimensiones son mucho más pequeñas), sino demostrar el efecto de la resonancia en este tipo de situaciones, especialmente para ventanas no uniformes.

Dentro de la cámara, y en distintos lugares, se puede colocar una antena omnidireccional para medir la intensidad del campo electromagnético. Esta antena es omnidireccional para, al igual que un teléfono móvil, poder recibir señales desde cualquier dirección incidente.

En el exterior, y a una distancia suficiente para tener una onda incidente aproximadamente plana, una antena direccional (similar a las utilizadas en la configuración de la cámara anecoica) desempeñará el papel de emisor. También es posible, como en la configuración anterior, cambiar el ángulo y la polarización de la onda incidente en la ventana bajo prueba.

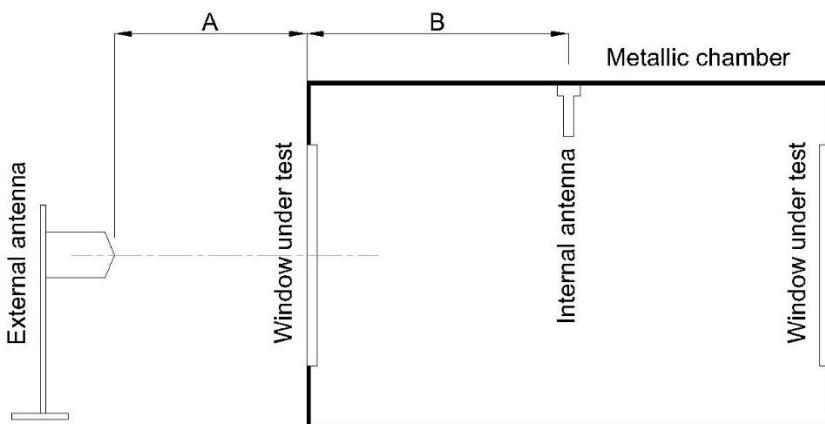


Figura 7.21 Esquema de medida en el prototipo de vagón

7.5.2. Simulaciones por elementos finitos

En este apartado se realizan simulaciones en el software de elementos finitos COMSOL Multiphysics® para comparar la distribución teórica del campo eléctrico de ambos sistemas.

En primer lugar, se diseña el modelo de transmisión directa. El modelo de simulación está formado por dos bloques de aire con onda plana incidente en uno de sus lados y una pared metálica entre ellos. Sobre la pared metálica se coloca un cristal perimetral sin recubrimiento. Esta ventana está formada como una estructura multicapa de múltiples vidrios y una cámara de aire y tiene una anchura total de 30 mm y el área total de la ventana es de 800x636 mm². Sin embargo, para simplificar el modelo, las zonas revestidas del vidrio se simulan como un metal conductor (aluminio), mientras que las zonas sin revestimiento se sustituyen por aire.

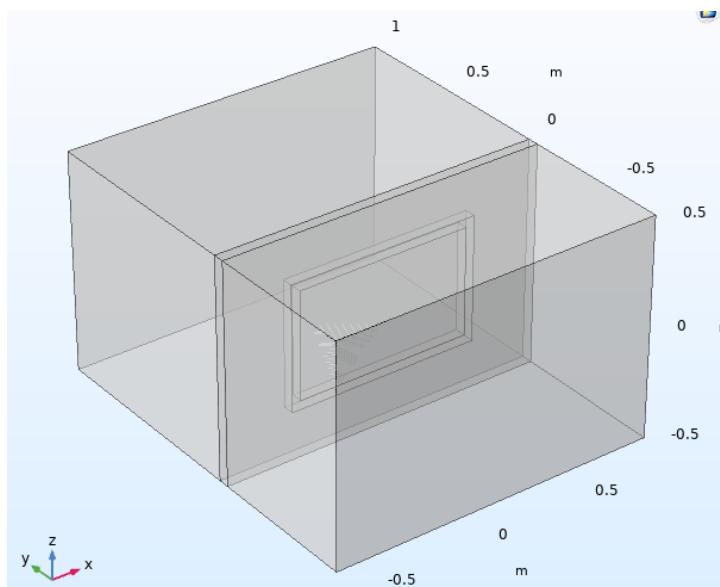


Figura 7.22 Modelo de configuración de transmisión directa

La Figura 7.23 muestra la norma del campo eléctrico en el modelo como la configuración de transmisión directa. La onda incidente, una onda plana polarizada verticalmente, se sitúa a la derecha de la imagen.

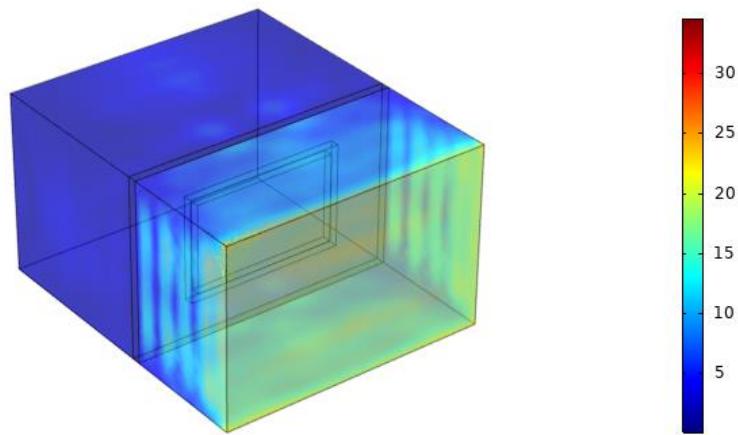


Figura 7.23 Distribución del campo eléctrico en el modelo de transmisión directa

A continuación, se simula el modelo de cámara metálica cerrada (Figura 7.23). Las paredes del segundo bloque son ahora superficies metálicas y se coloca una segunda ventana al final del modelo.

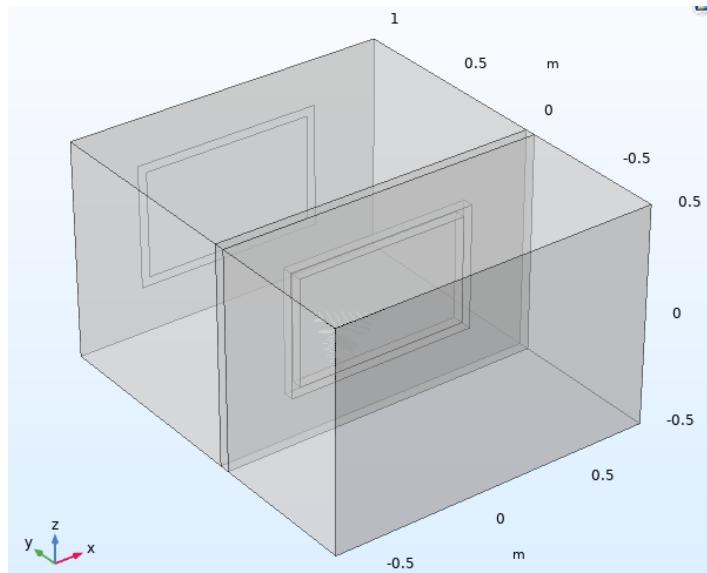


Figura 7.24 Modelo de transmisión en cámara metálica cerrada (vagón)

La Figura 7.25 muestra la reverberación en el interior de la cámara, debida a la reflexión en sus paredes de las ondas electromagnéticas. La onda incidente es idéntica a la de la simulación anterior.

La potencia que entra por las ventanas perimetrales no recubiertas se distribuye por todo el volumen de la cámara cerrada debido a las múltiples reflexiones de las paredes. Este modelo se aproxima más a las condiciones físicas en el interior de un vagón de ferrocarril y los resultados ponen de manifiesto el interés de utilizar un montaje de medida en cámara cerrada como el propuesto.

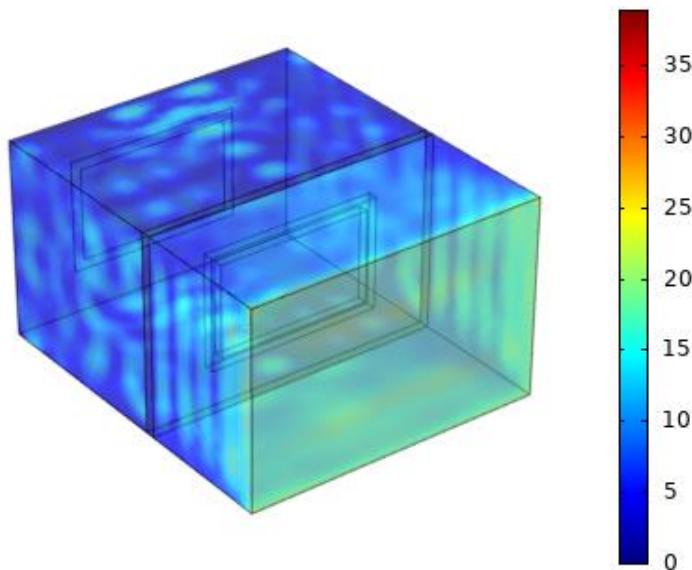


Figura 7.25 Distribución del campo eléctrico en el modelo de cámara metálica cerrada

También es posible utilizar un modelo periódico (Figura 7.26) para emular la dimensión longitudinal de un vagón de ferrocarril.

Los resultados de esta simulación se muestran en la Figura 7.27 y son similares a los del modelo de cámara cerrada, ya que el efecto producido por las paredes laterales es comparable al efecto de tener cajas idénticas, con las mismas ventanas, colocadas a ambos lados del modelo.

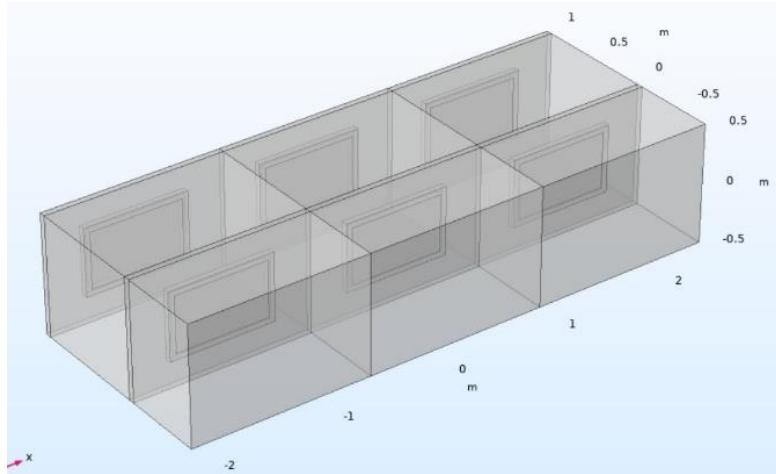


Figura 7.26 Modelo equivalente a la estructura del tren

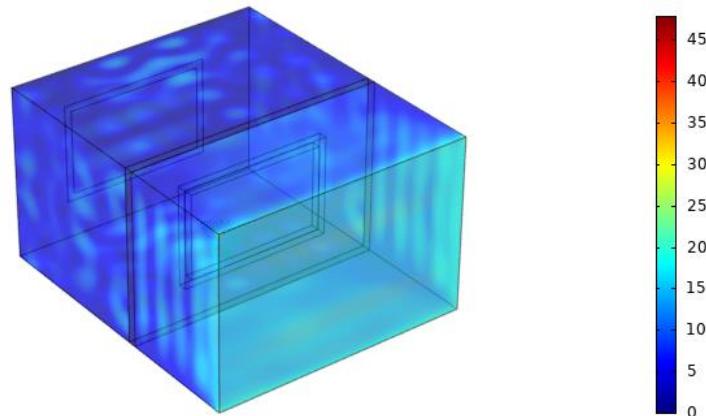


Figura 7.27 Distribución del campo eléctrico en el modelo de cámara metálica seminfinita (tren)

7.5.3. Medidas experimentales

Para estudiar el efecto de estas ventanas en una estructura metálica como un tren, se realizan una serie de mediciones cambiando la posición de la antena receptora en diez puntos diferentes, que se muestran en la Figura 7.27.



Figura 7.28 Caja metálica y posiciones de medida de la antena situada en el interior de la estructura

La atenuación (calculada como la diferencia entre la medida con y sin ventanas colocadas en los laterales de la cámara) se ha realizado para distintas posiciones del receptor y se han promediado los valores lineales. Existe una gran diferencia entre las atenuaciones en diferentes posiciones del receptor (Figura 7.29), pero esta dispersión se debe a la propia cámara y no a las ventanas. Esto queda claro al medir la potencia recibida cuando no hay muestras colocadas en la cámara (sin ventanas), ya que la dispersión es bastante similar (Figura 7.30).

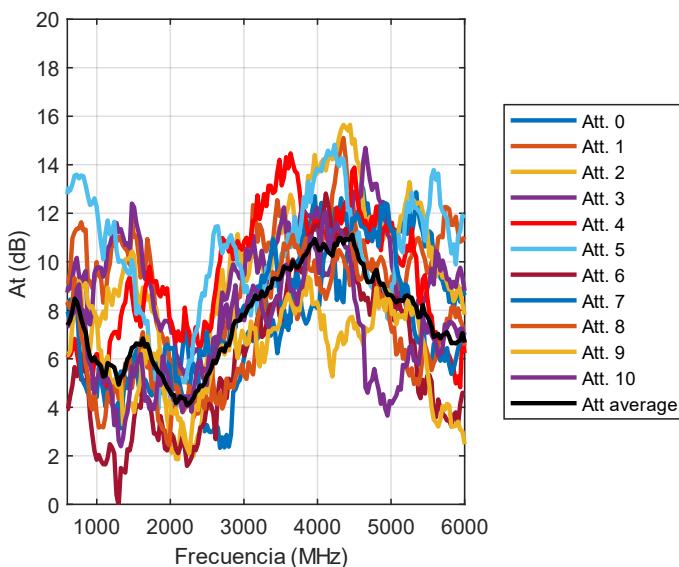


Figura 7.29 Medidas de atenuación en diferentes puntos de la caja metálica para una ventana con desbordado perimetral de 50 mm.

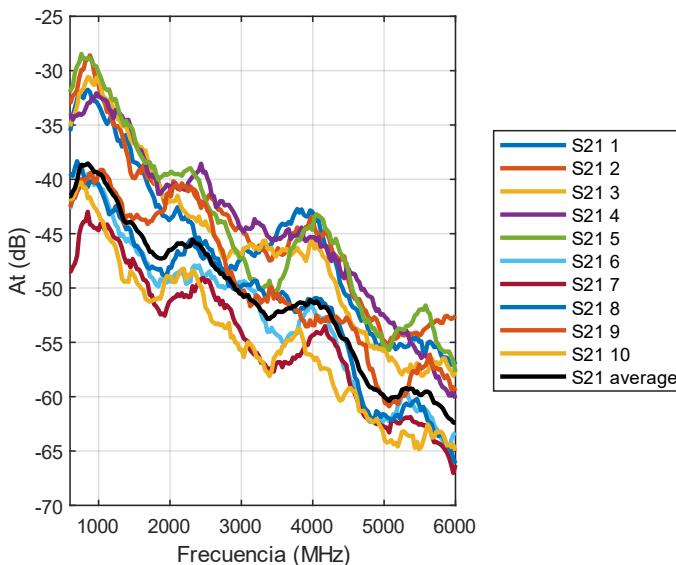


Figura 7.30 Medida del S₂₁ en diferentes puntos de la caja metálica sin ventanas

Las medidas realizadas de esta forma muestran una mejora en la atenuación de las ventanas respecto a la medida realizada en la cámara anecoica. La Figura 7.31 muestra el resultado de la misma ventana (50 mm de vidrio perimetral sin recubrimiento) medida en ambos sistemas y cómo hay una mejora considerable en los valores de atenuación.

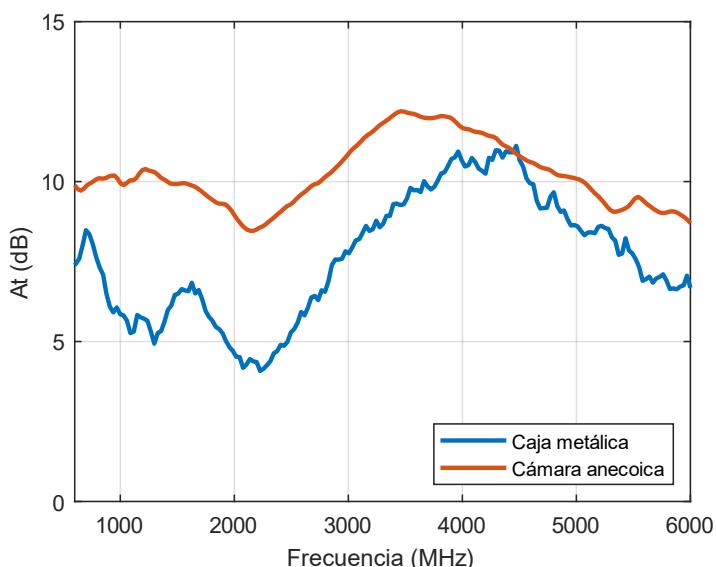


Figura 7.31 Atenuación de una ventana con desbordado perimetral de 50 mm con el sistema de caja metálica (azul) y con cámara anecoica (naranja).

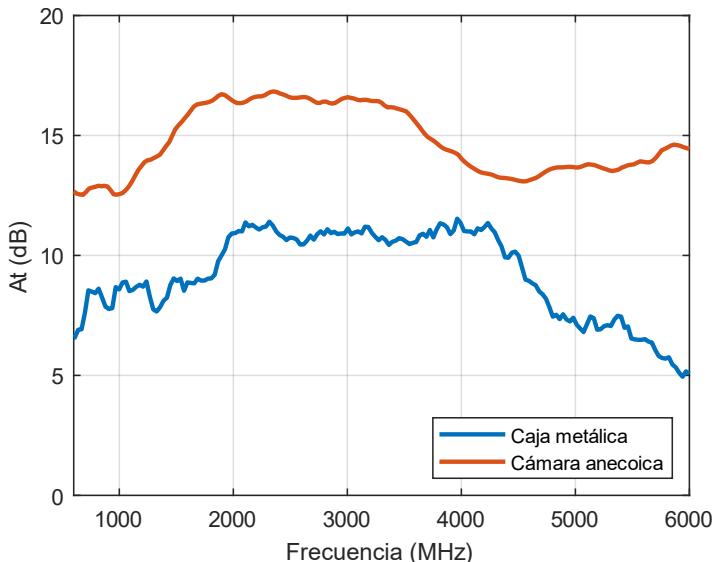


Figura 7.32 Atenuación de una ventana con desbordado perimetral de 26 mm con el sistema de caja metálica (azul) y con cámara anecoica (naranja).

La diferencia es aún más evidente en la Figura 7.30 donde las ventanas medidas son vidrios perimetrales de 26 mm sin revestimiento.

7.6. Conclusiones

Este estudio presenta un análisis de los vidrios sin revestimiento perimetral como una composición de aberturas rectangulares. En primer lugar, se ha estudiado la ranura rectangular para comprender el comportamiento de las ondas electromagnéticas en esta estructura, incluyendo la distribución de potencia y la dependencia del tamaño y la polarización. A continuación, se ha utilizado una simulación numérica para obtener la atenuación de diferentes aperturas y su impedancia equivalente.

Se ha utilizado una técnica de composición para obtener la atenuación total de un vidrio con desbordado perimetral a partir de la atenuación de ranuras individuales. Esta técnica, validada por las simulaciones, proporciona también un método experimental para estimar la atenuación en ventanas grandes y no uniformes, que no pueden medirse directamente.

Las impedancias equivalentes obtenidas a partir de las simulaciones se han introducido en un modelo multicapa basado en líneas de transmisión, con el fin de predecir la atenuación de ventanas multiacristaladas sin necesidad de la medición de una muestra real. Los resultados de la simulación se han

comparado con las mediciones de prototipos de ventanas comerciales, mostrando una buena concordancia. Tanto el método de simulación como la técnica de medición experimental son herramientas útiles para el diseño de ventanas sin revestimiento perimetral. Estas estructuras pueden ser una solución sencilla y no costosa al problema de la atenuación de señales de RF en ventanas de baja emisividad cuando los requisitos de atenuación no son muy exigentes.

La medida en la cámara cerrada (prototipo de vagón) es una aproximación muy simplificada a la situación real, con diferencias importantes, por ejemplo, en la proporción de pared metálica frente a la de vidrio. Por este motivo, sería muy interesante la opción de disponer de un vagón de tren completo para poder realizar estas medidas de atenuación en un entorno real y estudiar el efecto que tiene su funcionamiento como cámara metálica cerrada sobre la transmisión de ondas electromagnéticas a través de las ventanas. Esto permitiría evaluar con precisión la cobertura de la telefonía móvil y otras señales de radiofrecuencia en el interior de un vagón, más allá de la caracterización habitual que consiste simplemente en medir el coeficiente de transmisión de las ventanas en una cámara anecoica. Así, será posible evaluar el efecto real que tienen los distintos tipos de tratamientos en la transmisión por radiofrecuencia de las ventanas y analizar cómo se distribuyen las señales en el interior de los vagones.

Capítulo 8. Espectrofotómetro portátil

En este capítulo se recoge el diseño y desarrollo de un espectrofotómetro portátil para la caracterización de los coeficientes de transmisión y reflexión ópticos de vidrios con capas bajo emisivas ya instalados y comprobar su degradación con el tiempo. Para ello se ha realizado un diseño óptico y mecánico del equipo teniendo en cuenta que el prototipo ha de ser ligero, pequeño y portátil para poder medir los coeficientes de reflexión y transmisión del vidrio una vez instalado.

8.1. Contexto y estado del arte

Los espectrofotómetros son equipos de alta precisión que permiten medir la absorbancia, reflectancia y transmitancia de la luz a través de diferentes longitudes de onda, proporcionando información sobre las propiedades ópticas de los materiales. Estos equipos han sido ampliamente estudiados y utilizados ([77],[28], [78]).

Los espectrofotómetros actuales utilizan diversas tecnologías, como fuentes de luz LED y láser, detectores CCD y CMOS, y avanzados algoritmos de procesamiento de señales. Los avances recientes incluyen la miniaturización de dispositivos portátiles, la integración con sistemas de análisis automatizados y el desarrollo de espectrofotómetros de bajo costo y alta precisión.

Estos instrumentos son esenciales en el estudio de vidrios y, especialmente, cuando se trata de vidrios con propiedades térmicas o de color avanzadas. Además, estos equipos permiten asegurar el control de calidad de productos comerciales y controlar la degradación con el tiempo de las capas depositadas sobre estos.

Sin embargo, estos instrumentos suelen ser equipos grandes y caros y que solo pueden caracterizar muestras de pequeñas dimensiones. Por ello, se busca diseñar un equipo que mida con la suficiente precisión pero que puede ser utilizado en ventanas de distintos grosores y superficies y fuera de laboratorios.

Para medir ventanas de grosores de hasta 3 cm, es indispensable medir con incidencia normal, no con los 8-12° utilizados en los espectrofotómetros convencionales. Las reflexiones en las distintas caras de estos acristalamientos no entran al detector si se incide con ángulo. Por ello, medir en incidencia normal es la única forma de obtener el coeficiente de reflexión de todas las capas y la principal novedad de nuestro equipo.

Tabla 8-1 Comparativa con otros espectrofotómetros

Otros espectrofotómetros	Diseño propuesto
Equipo de grandes dimensiones	Pequeño, ligero y portátil
Muestras de vidrio pequeñas	Vidrios pequeños o grandes
Incidencia en ángulo	Incidencia normal
Espesor de vidrio limitado a mm	Vidrios de distintos espesores

8.2. Diseño y evaluación de los sistemas ópticos y mecánicos del equipo

En primer lugar, se llevará a cabo el diseño de los módulos de emisión y detección de las señales ópticas. Esta fase del diseño es la menos afectada por los requisitos específicos del dispositivo, pero aun así será necesario tener en cuenta algunas de las características de las medidas a realizar. En particular, será necesario que el sistema no se vea afectado por la existencia de luz ambiente de intensidad relativamente importante, ya que no será posible realizar la medida en el interior de una caja cerrada.

El sistema óptico está basado en un espectrómetro compacto, que proporciona una medida rápida, algo fundamental para un equipo de campo, y que además permite seguir obteniendo una medidapectral con resolución elevada. Como fuente de luz se utilizará un LED blanco.

El sistema óptico completo lo forma un diafragma que se coloca a la salida del LED para limitar el tamaño de este, una lente de focal 50 mm, un segundo diafragma para limitar la luz que llega a la salida del sistema y un divisor 50/50, de forma que un cuarto de la potencia llega a una segunda lente de 25 mm para formar imagen a la entrada del espectrómetro una vez que ha reflejado en la muestra.

Para poder realizar la medida de forma adecuada, se ha llevado a cabo un diseño óptico que permite realizar tanto la medida de reflectancia (Figura 8.2 sin el espejo patrón) con incidencia normal como la medida de transmitancia (Figura 8.2) de una muestra.

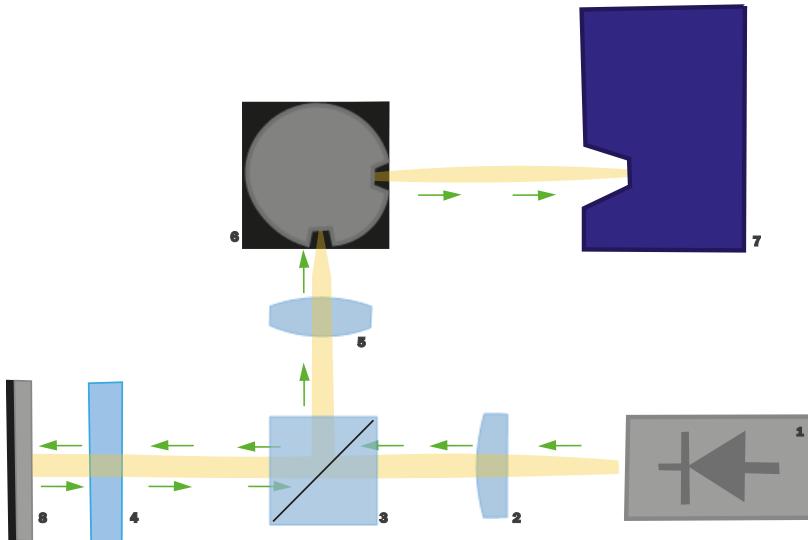


Figura 8.1 Montaje para la medida de reflectancia y transmitancia

El haz reflejado puede ser muy distinto si la muestra es de 4 mm o de 3 cm. Si la ventana es muy gruesa el haz se abre más, ya que hay reflexiones en puntos más lejanos y el camino óptico aumenta. Por ello, se ha incluido una esfera integradora entre la segunda lente y el receptor para captar todo el haz independientemente de su tamaño [79], [80]. La luz que entra en la esfera integradora se refleja múltiples veces en las paredes internas hasta llegar al detector.

Gracias al divisor de haz 50/50 podemos realizar la medida de reflectancia con incidencia exactamente normal (en este tipo de equipos es habitual realizar una medida aproximadamente normal con un ángulo de incidencia pequeño, en torno a 8°). Esto permite que el haz reflejado no se desvíe e incida siempre en el sistema de detección, independientemente del espesor de la muestra, algo clave para un sistema de campo con el que se pretende medir tanto vidrios monolíticos, con espesor en torno a los 4 milímetros, como sistemas de ventana completos, que pueden superar los 3 centímetros de grosor.

El sistema permite realizar también la medida de transmitancia de la muestra. Para ello, es necesario medir la reflectancia por las dos caras de la muestra y situar un espejo patrón de reflectancia conocida R_{ref} detrás de ella. La señal M que alcanza el espectrómetro dependerá de la transmitancia T de la muestra y de su reflectancia global por cada cara R_1 y R_2 , y puede calcularse a partir de la siguiente fórmula:

$$M = R_1 + T^2 R_{ref} + T^2 R_2 R_{ref}^2 + \dots \quad (8-1)$$

$$M = R_1 + \frac{T^2 R_{ref}^2}{1 - R_{ref} R_2} \quad (8-2)$$

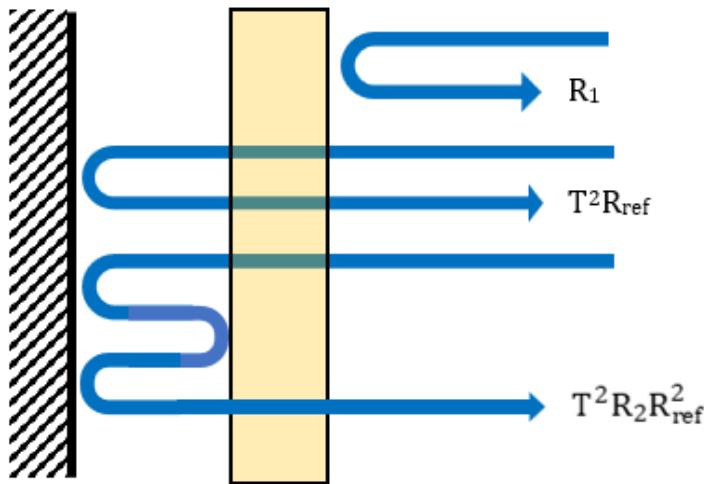


Figura 8.2 Trazado de rayos de la medida de transmisión.

Para poder calcular estos valores se comienza por tomar el fondo, tapando el haz de luz. Este fondo se restará a todas las medidas. Después, se realiza la calibración utilizando un espejo patrón de reflectancia conocida caracterizado anteriormente (R_{ref}). Esta calibración permite relacionar las medidas del espectrómetro Broadcom con los coeficientes de reflexión y transmisión del vidrio.

Una vez calibrado el equipo, el procedimiento de medida es el siguiente:

- 1) Se coloca el equipo en contacto con la muestra por su cara 1 para tomar la medida de reflectancia global incidiendo por dicha cara (R_1).
- 2) Se coloca el espejo patrón detrás de la muestra y se toma una nueva medida por la cara 1, que corresponderá al parámetro M .
- 3) Colocando el equipo en la otra cara de la muestra, se obtiene la reflexión global R_2 .

De estas tres medidas puede obtenerse el coeficiente de transmisión T .

8.3. Desarrollo de un prototipo de espectrofotómetro

A partir del diseño óptico descrito en el apartado previo, se realiza la construcción de un primer prototipo de laboratorio (Figura 8.3) para evaluar el funcionamiento del sistema de medida.

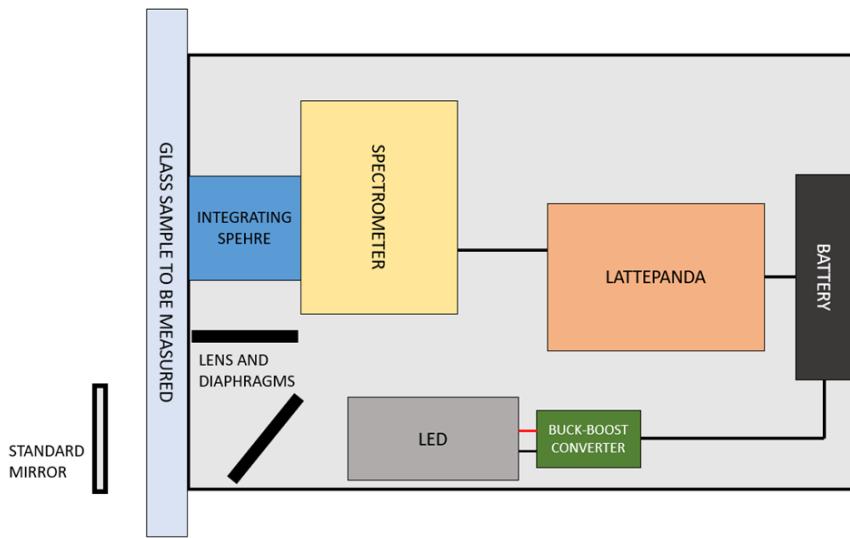


Figura 8.3 Esquema de los elementos incluidos en el prototipo preindustrial de espectrofotómetro

Como fuente de luz se utiliza un LED de la serie Z de CREE (CMA1303) que proporciona un espectro mucho más plano de lo habitual y permite obtener una medida con bajo ruido para todo el espectro visible (línea verde de 4000 K en la Figura 8.4).

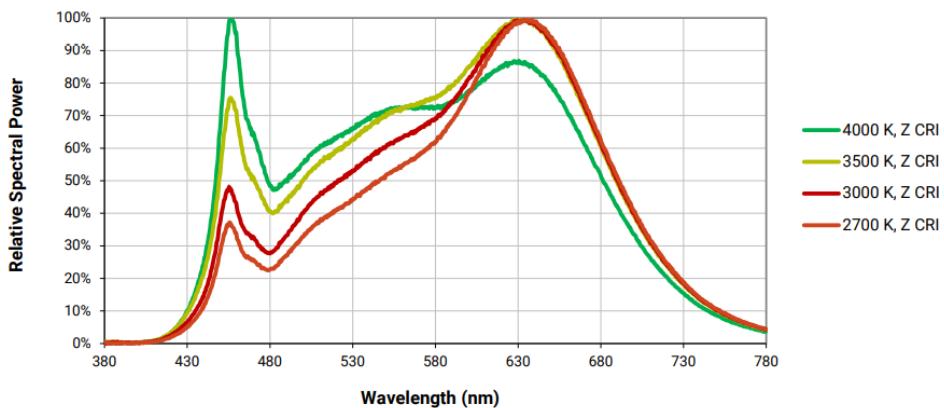


Figura 8.4 Espectro de LED CREE serie Z [81].

Este LED está alimentado a partir de una salida USB de la batería, con una placa intermedia que nos permite elegir el voltaje y la corriente que alimentará el LED. Se trata de un Buck-boost converter (*B07MY399GQ*), es decir, es un convertidor DC-DC que permite sacar un voltaje mayor que el voltaje de entrada. En este caso, el LED es alimentado con 9 V y 1 A, ya que se trata de un LED de alta potencia y requiere una corriente elevada. Se ha utilizado un espectrómetro compacto Broadcom (AFBR-S20M2XX) para el rango visible.

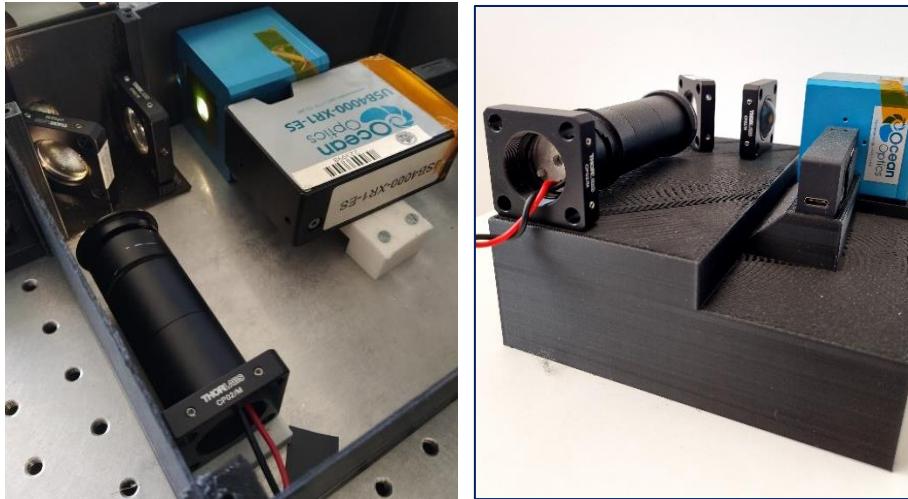


Figura 8.5 Prototipo de laboratorio para la caracterización de vidrios

Para recoger los datos experimentales se desarrolla un software en C# que nos permite visualizar los datos recogidos por el espeítrómetro en tiempo real. El ordenador es un *Lattepanda Alpha* con pantalla táctil de 7" (FIT0551) para su control y una batería recargable (*Mi 50W powerBank 20000mAh*). La interfaz de usuario está formada por dos ventanas (Figura 8.5 y Figura 8.6), una en la que se muestra el espectro y otra en la que se muestran los valores de los coeficientes de reflexión y transmisión una vez que se ha completado el proceso de medida.

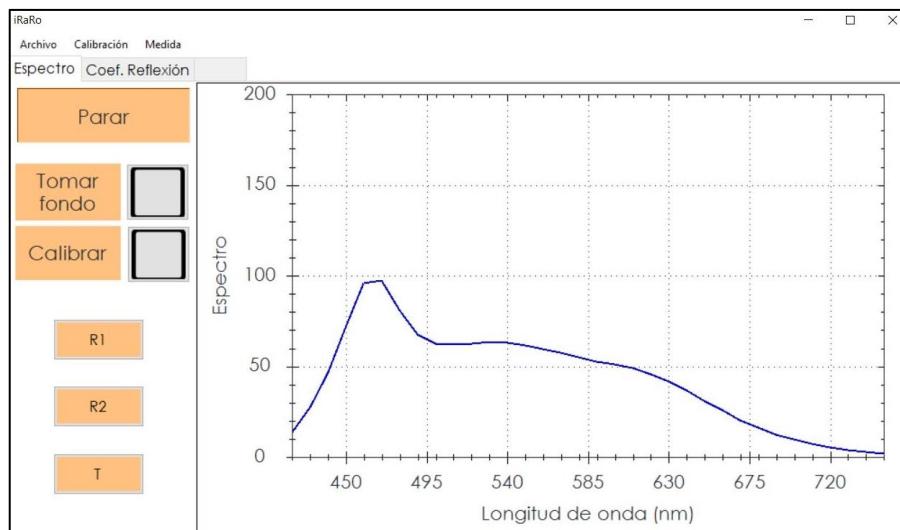


Figura 8.6 Pantalla de visualización del espectro donde se realiza el proceso de calibración y medida.

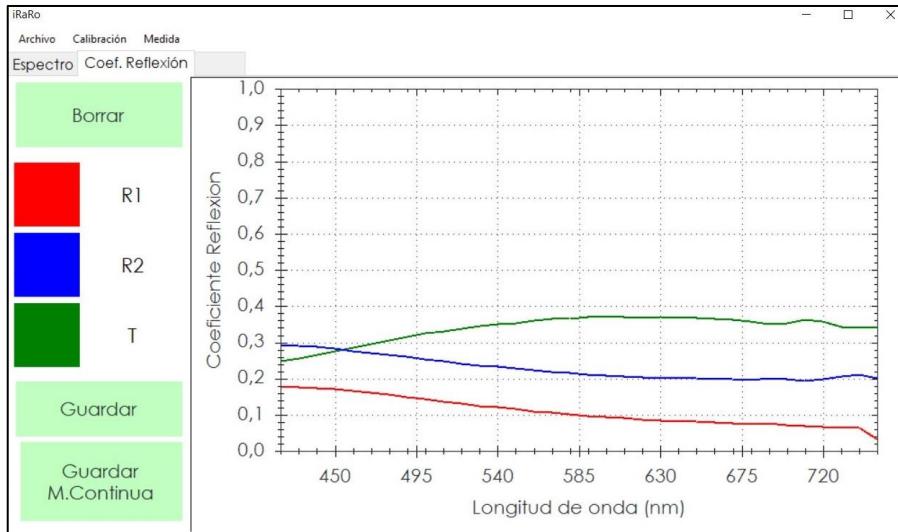


Figura 8.7 Pantalla de visualización de los coeficientes de reflexión y de transmisión de las muestras

Al encender el equipo se realiza la calibración del sistema con un patrón conocido y que se utilizará para poder obtener los coeficientes de transmisión y reflexión.

Por otro lado, se ha realizado el diseño 3D de la carcasa y elementos internos del equipo para su posterior fabricación mediante impresión 3D en plástico (Figura 8.13y Figura 8.14).

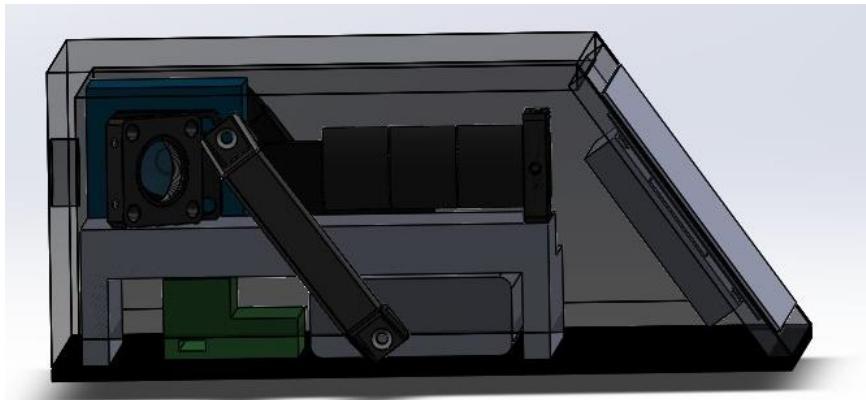


Figura 8.8 Modelo 3D del prototipo preindustrial

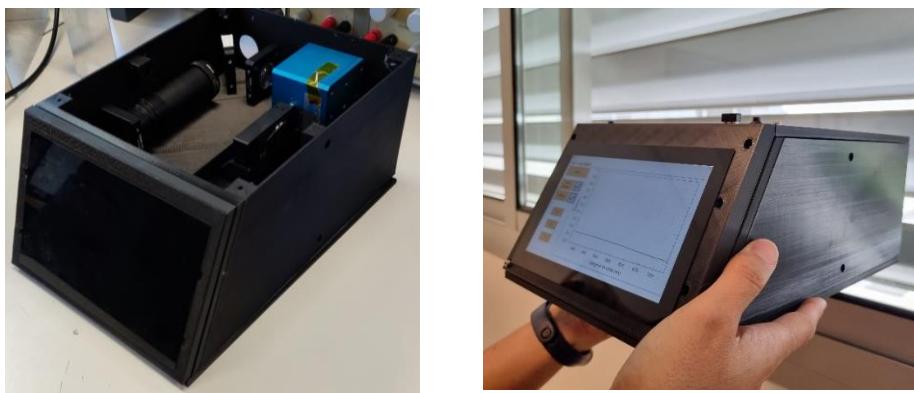


Figura 8.9 Prototipo preindustrial

8.3.1. Medidas preliminares

Se caracterizan dos tipos de acristalamientos de distinta composición:

- Muestra A: Vidrio monolítico de 6 mm y capa TS40 bajo emisiva.
- Muestra B: Ventana con doble acristalamiento (vidrio monolítico de 6 mm + cámara de aire de 10 mm + vidrio monolítico de 6 mm) y capa DAG40 bajo emisiva en cara 2

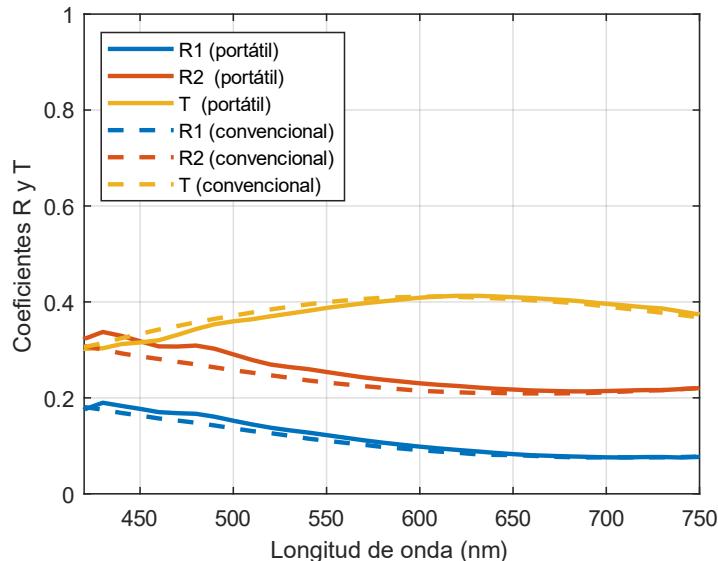


Figura 8.10 Coeficientes R y T de la muestra A con un espectrofotómetro convencional (línea discontinua) y el espectrofotómetro portátil (línea continua)

En la Figura 8.7 se muestra el resultado de los coeficientes R_1 , R_2 y T para la muestra A. Se puede observar cómo los valores de todos ellos son muy

similares a los obtenidos con el espectrofotómetro convencional. Esto es debido a que como la muestra es tan sólo de 6 mm de grosor, el efecto que tiene la incidencia en un ángulo de 8 grados es prácticamente despreciable.

En la Figura 8.8, se muestra el resultado de los coeficientes R_1 , R_2 y T para la muestra B. En este caso, en que se trata de una estructura más compleja de doble acristalamiento y 22 mm de grosor, se pueden apreciar grandes diferencias en los coeficientes de reflexión R_1 y R_2 . Esto es debido a que, con el espectrofotómetro convencional, la incidencia ligeramente oblicua hace que no se recojan las reflexiones en todas las caras de los vidrios que componen la ventana, lo que resulta en un valor final menor. Sin embargo, los valores de transmisión obtenidos son muy similares, ya que en ambos casos se mide el efecto de la ventana completa.

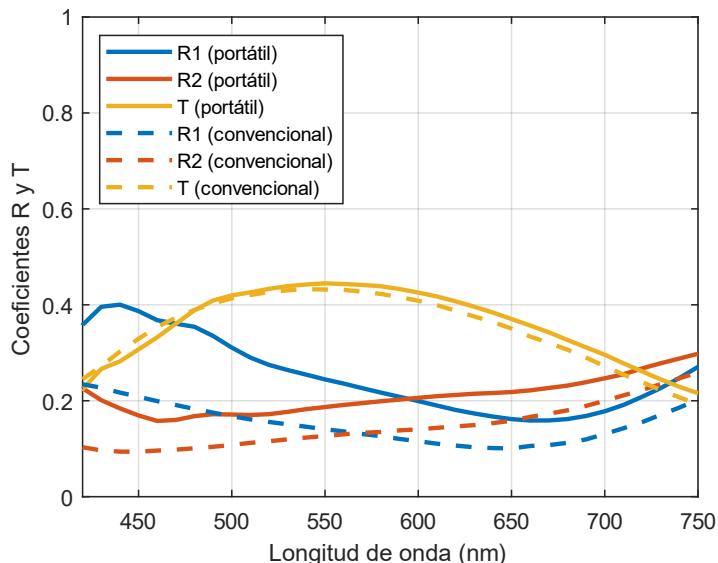


Figura 8.11 Coeficientes R y T de la muestra B con un espectrofotómetro convencional (línea discontinua) y el espectrofotómetro portátil (línea continua)

8.4. Caracterización de muestras en fábrica

Una vez que el equipo se ha entregado a Ariño Duglass, se realizan medidas con el equipo en vidrios que se encuentran en fábrica o que ya están instalados en sus oficinas.



Figura 8.12 Uso del equipo en fábrica y en ventanas ya instaladas.

En la Figura 8.13, se muestra la caracterización de un vidrio monolítico de 6 mm de color gris como el de la imagen de la Figura 8.12 (esquina inferior derecha). Los coeficientes de reflexión R1 y R2 son iguales ya que no hay apenas absorción. En la Figura 8.14 se muestra la caracterización de una ventana con dos vidrios laminados, cámara de aire y capa bajo emisiva como la de la imagen de la Figura 8.12 (esquina superior derecha). En este caso, los coeficientes de reflexión son distintos porque hay absorción en la capa bajo emisiva de la ventana. El coeficiente de transmisión es bajo, menor a 0.4, algo que coincide con lo esperado en este tipo de ventanas.

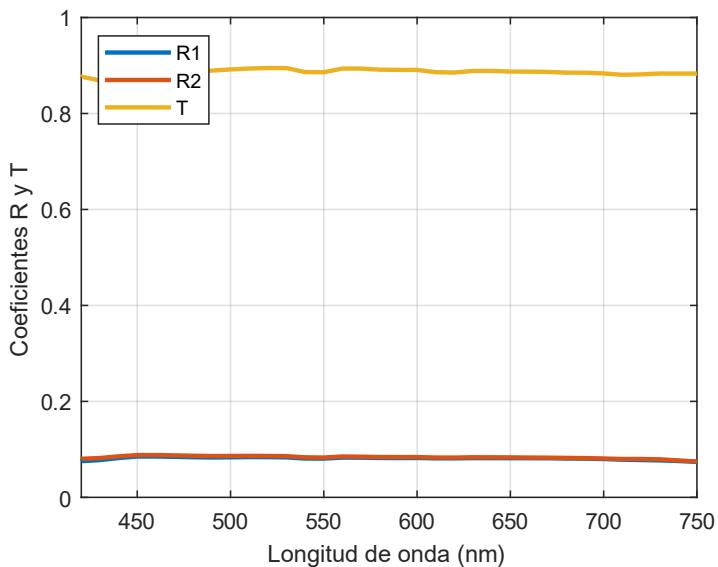


Figura 8.13 Medida del coeficiente de reflexión en las dos direcciones y del coeficiente de transmisión de vidrio monolítico de 6 mm.

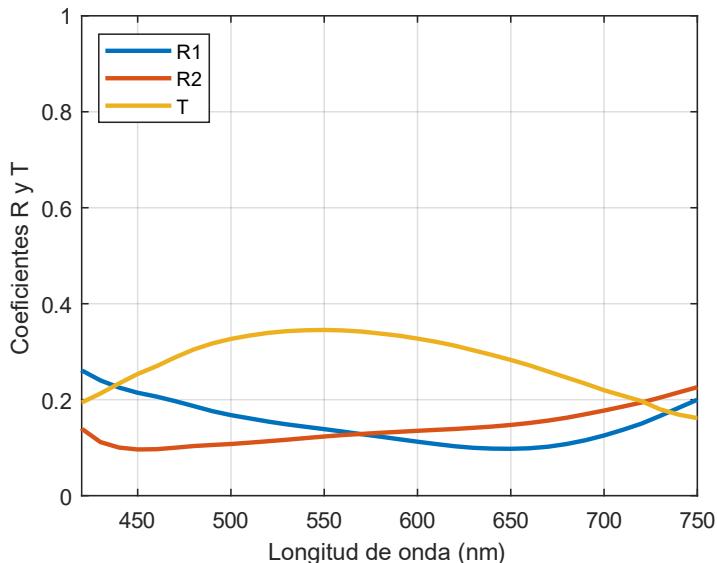


Figura 8.14 Medida del coeficiente de reflexión en las dos direcciones y del coeficiente de transmisión de ventana con doble acristalamiento.

8.5. Conclusiones

En este capítulo se ha logrado el diseño y desarrollo de un espectrofotómetro portátil destinado a la caracterización de los coeficientes de transmisión y

reflexión ópticos de vidrios con capas bajo emisivas ya instalados, con el objetivo de evaluar su degradación a lo largo del tiempo.

Se ha llevado a cabo tanto el diseño óptico como el mecánico del equipo, priorizando que el prototipo cumpla con los requisitos de ser ligero, compacto y portátil. El diseño óptico utiliza incidencia normal en vez de la incidencia de 8º de los espectrofotómetros convencionales.

Esto permitirá realizar medidas directamente sobre los vidrios instalados, facilitando la detección de cambios en sus propiedades ópticas.

Las medidas experimentales de transmisión de distintos vidrios coinciden con los valores de estas muestras utilizando un espectrofotómetro convencional. Las medidas de reflexión son distintas para vidrios gruesos ya que en este caso la incidencia del haz es normal a la muestra mientras que en el espectrofotómetro convencional la incidencia es ligeramente oblicua y parte de los rayos reflejados se pierde.

Se ha diseñado un modelo 3D de un prototipo preindustrial, se ha ensamblado y se ha entregado la empresa para que siga el proceso.

El diseño en incidencia normal funciona como esperábamos y es una solución para la medida de muestras de espesor grande como las ventanas de arquitectura o ferrocarril.

Capítulo 9. Conclusiones y líneas futuras

En esta tesis se han cumplido los objetivos marcados inicialmente.

Se han estudiado las ventanas habitualmente utilizadas en trenes y edificios. Se ha analizado su estructura como un conjunto de vidrios, cámaras de aire, capas bajo emisivas, capas de color y soluciones de mejora sobre estas capas. Se ha llevado a cabo un estudio teórico y experimental de la transmisión RF en ventanas con múltiples acristalamientos.

Se han presentado los sistemas y métodos de medida utilizados a lo largo de esta tesis. Además, también se han presentado técnicas de post procesado basadas en enventanado temporal para quitar efectos no deseados en la medida

Se decidió abordar el problema utilizando un modelo teórico basado en líneas de transmisión en el que las capas de la ventana corresponden a tramos de líneas de transmisión de longitud de igual al espesor de cada capa de aire o vidrio y la capa metálica con el tratamiento (FSS o desbordado) a una impedancia en paralelo. Tras realizar las simulaciones, fabricar y medir prototipos para las dos polarizaciones y distintos ángulos de incidencia se comprobó que el modelo es adecuado para predecir el comportamiento de una ventana de este tipo. Esto permite poder predecir la atenuación de ventanas con distintas configuraciones sin necesidad de fabricar todas ellas.

Se ha comprobado que la influencia de la multicapa formada por la propia ventana es en general mayor que la de la FSS o el desbordado (por ejemplo, en lo que respecta a la dependencia de la transmisión con el ángulo de incidencia). No obstante, con diseños específicos de FSS se pueden conseguir mínimos de atenuación para frecuencias concretas a pesar de dicha influencia.

Se ha analizado el coeficiente de transmisión térmica (U) de las distintas soluciones presentadas, tanto de los diseños por sí mismos, como cuando forman parte de estructuras de ventana con múltiples vidrios y cámaras de aire. Se ha demostrado que hay un compromiso entre el valor U y la mejora de la transmisión RF, y que, en función de los requisitos, se puede dar preferencia a uno u otro.

En cuanto a las soluciones basadas en FSS, se ha estudiado el comportamiento electromagnético de algunos de los patrones utilizados en la literatura. Además, también se han presentado diseños propios mediante la simulación de distintas geometrías en COMSOL Multiphysics. Se han validado estos diseños mediante la caracterización experimental de ventanas fabricadas en Ariño Duglass y se han comparado con los resultados obtenidos de

incorporar la impedancia de los distintos patrones de FSS al modelo de multicapas.

Gracias a algunos de estos diseños es posible resolver el problema principal planteado en los proyectos de investigación que dieron comienzo de este estudio, ventanas bajo emisivas con una atenuación menor a 15 dB en toda la banda de comunicaciones móviles. Además, es posible perseguir otros fines específicos, como que las ventanas sean visibles para las aves o que impidan la emisión de señales Wi-Fi al exterior de un edificio o vehículo.

En lo referente al desbordado perimetral, se ha realizado un análisis de la dependencia del comportamiento de aperturas rectangulares en frecuencia. Se ha desarrollado un método de medida para caracterizar estructuras no homogéneas y que ha sido validado mediante simulaciones de COMSOL Multiphysics de la composición de estas aperturas.

Se decidió estudiar las ventanas con desbordado perimetral en una caja metálica resonante para demostrar que no existen zonas de sombra y que la potencia se reparte adecuadamente dentro de un vagón o edificio. Además de comprobar que la distribución de potencia es suficientemente homogénea, se obtuvo como conclusión que la atenuación obtenida con este tipo de medida (en principio más parecida a la situación real de uso) es menor que la obtenida con la medida de transmisión directa.

El desbordado perimetral consigue atenuaciones similares a las de las FSS, aunque retirando más porcentaje de capa metálica. Sin embargo, es una solución más rápida y económica que puede ser muy útil si los requisitos de coeficiente térmico (U) o de atenuación no son muy estrictos.

Se ha presentado un diseño de espectrofotómetro portátil que permite caracterizar muestras de vidrio en fabrica o colocadas en los edificios para validar sus propiedades de trasmisión y reflexión ópticas en el espectro visible. Se ha fabricado un prototipo funcional del equipo y se han realizado medidas en laboratorio que validan su funcionamiento. La principal conclusión de este estudio es que, con este diseño, que, a diferencia de los espectrofotómetros convencionales, utiliza incidencia estrictamente normal, se consigue medir muestras de grandes dimensiones y gran variación de espesores de manera fiable y precisa.

Como línea futura, se propone desarrollar un sistema de medida de las ventanas diseñadas en un entorno real, es decir, en un vagón de tren y en un edificio. Para ello, se partirá del sistema de caja metálica resonante utilizado y se utilizará un sistema de medida similar al portátil.

También sería interesante el estudio de nuevos patrones de FSS y de otras técnicas de fabricación más adecuadas en aquellos casos para los que el láser no ha sido del todo preciso. Otra vía abierta de investigación es la búsqueda de soluciones con menor dependencia en ángulo y polarización.

En lo referente al espectrofotómetro portátil, se deberán realizar más medidas para evaluar su funcionamiento en un entorno real para la validación de ventanas *in situ* y, si es conveniente, continuar su evolución hacia un equipo comercial y su patente.

Bibliografía

- [1] G. Glass, «Guardian Glass: Innovaciones y Sostenibilidad en Vidrio Arquitectónico». 2023. [En línea]. Disponible en: <https://www.guardianglass.com>
- [2] M. Kaviany y A. Kanury, «Principles of heat transfer», *Appl. Mech. Rev.*, vol. 55, n.º 5, pp. B100-B102, 2002.
- [3] C. Kittel y H. Kroemer, *Thermal physics*. Macmillan, 1980.
- [4] C. Schaefer, G. Bräuer, y J. Szczymbowski, «Low emissivity coatings on architectural glass», *Surface and Coatings Technology*, vol. 93, n.º 1, pp. 37-45, 1997.
- [5] B. P. Jelle, S. E. Kalnæs, y T. Gao, «Low-emissivity materials for building applications: A state-of-the-art review and future research perspectives», *Energy and Buildings*, vol. 96, pp. 329-356, 2015.
- [6] M. Kamalisarvestani, R. Saidur, S. Mekhilef, y F. Javadi, «Performance, materials and coating technologies of thermochromic thin films on smart windows», *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 26, pp. 353-364, 2013.
- [7] K. Wasa, *Handbook of sputter deposition technology: fundamentals and applications for functional thin films, nano-materials and MEMS*. William Andrew, 2012.
- [8] D. M. Mattox, *Handbook of physical vapor deposition (PVD) processing*. William Andrew, 2010.
- [9] J. E. Mahan, *Physical vapor deposition of thin films*. 2000.
- [10]T. Mateus y A. C. Oliveira, «Energy and economic analysis of an integrated solar absorption cooling and heating system in different building types and climates», *Applied Energy*, vol. 86, n.º 6, pp. 949-957, jun. 2009, doi: 10.1016/j.apenergy.2008.09.005.
- [11]A. P. Raman, M. A. Anoma, L. Zhu, E. Rephaeli, y S. Fan, «Passive radiative cooling below ambient air temperature under direct sunlight», *Nature*, vol. 515, n.º 7528, pp. 540-544, nov. 2014, doi: 10.1038/nature13883.
- [12]O. Bouvard *et al.*, «Mobile communication through insulating windows: a new type of low emissivity coating», *Energy Procedia*, vol. 122, pp. 781-786, sep. 2017, doi: 10.1016/j.egypro.2017.07.396.
- [13]European Telecommunications Standards Institute, «Title of the ETSI document», ETSI, Sophia Antipolis, France, Technical Report ETSI TR 123 456 V1.0.0, 2019.
- [14]International Telecommunication Union, «Title of the ITU document», ITU, Geneva, Switzerland, Technical Report ITU-R M.2135-1, 2021. [En línea]. Disponible en: <https://www.itu.int/en/publications/Documents/abc.pdf>

- [15]B. A. Munk, *Frequency selective surfaces: theory and design*. John Wiley & Sons, 2005.
- [16]B. A. Munk, *Finite antenna arrays and FSS*. John Wiley & Sons, 2003.
- [17]F. Costa, A. Monorchio, y G. Manara, «Analysis and design of ultra thin electromagnetic absorbers comprising resistively loaded high impedance surfaces», *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 58, n.º 5, pp. 1551-1558, 2010.
- [18]R. S. Anwar, L. Mao, y H. Ning, «Frequency selective surfaces: A review», *Applied Sciences*, vol. 8, n.º 9, p. 1689, 2018.
- [19]J. Huang y J. A. Encinar, *Reflectarray antennas*. John Wiley & Sons, 2007.
- [20]J. D. Baena *et al.*, «Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines», *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 53, n.º 4, pp. 1451-1461, 2005.
- [21]A. B. Conservancy, «Bird Collisions». 2019. [En línea]. Disponible en: <https://abcbirds.org/program/glass-collisions/>
- [22]S. R. Loss, T. Will, S. S. Loss, y P. P. Marra, «Bird–building collisions in the United States: Estimates of annual mortality and species vulnerability», *The Condor*, vol. 116, n.º 1, pp. 8-23, 2014.
- [23]C. Sheppard, G. Phillips, A. Law, y M. Parr, *Bird-friendly building design*. American Bird Conservancy, 2015.
- [24]C. D. Sheppard, «Evaluating the relative effectiveness of patterns on glass as deterrents of bird collisions with glass», *Global Ecology and Conservation*, vol. 20, p. e00795, 2019.
- [25]D. Klem Jr, «Preventing bird–window collisions», *The Wilson Journal of Ornithology*, vol. 121, n.º 2, pp. 314-321, 2009.
- [26]M. y A. U. Ministerio de Transportes, *Código Técnico de la Edificación (CTE): Documento Básico de Ahorro de Energía (DB-HE)*, Actualizado en junio de 2022. Gobierno de España, 2022. [En línea]. Disponible en: https://www.codigotecnico.org/pdf/Documentos/CTE_Documento_Basic_o_HE_Ahorro_de_Energia.pdf
- [27]C. W. Brown, «Ultraviolet, visible, near-infrared spectrophotometers», en *Ewing's Analytical Instrumentation Handbook, Fourth Edition*, CRC Press, 2019, pp. 117-128.
- [28]H. J. Keegan, J. C. Schleter, y D. B. Judd, «Glass filters for checking performance of spectrophotometer-integrator systems of color measurement», *Journal of Research of the National Bureau of Standards. Section A, Physics and Chemistry*, vol. 66, n.º 3, p. 203, 1962.
- [29]D. K. Cheng, *Field and wave electromagnetics*. Beijing: Tsinghua University Press, 2007.
- [30]D. M. Pozar, *Microwave engineering: theory and techniques*. John wiley & sons, 2021.
- [31]C. A. Balanis, *Antenna theory: analysis and design*. John wiley & sons, 2016.

- [32]F. Falcone *et al.*, «Babinet principle applied to the design of metasurfaces and metamaterials», *Physical review letters*, vol. 93, n.^o 19, p. 197401, 2004.
- [33]A. M. Flynn, T. Akashige, y L. Theodore, *Kern's process heat transfer*. John Wiley & Sons, 2019.
- [34]F. P. Incropera y F. P. Incropera, Eds., *Fundamentals of heat and mass transfer*, 6th ed. Hoboken, NJ: John Wiley, 2007.
- [35]R. E. Hummel y K. H. Guenther, *Handbook of optical properties: thin films for optical coatings*, vol. 1. Crc Press, 1995.
- [36]M. Arbab, «Sputter-deposited low-emissivity coatings on glass», *MRS Bulletin*, vol. 22, n.^o 9, pp. 27-35, 1997.
- [37]J. M. Marco, «Análisis de estructuras multicapa depositadas sobre vidrio para control óptico y energético: comportamiento en procesos de templado y curvado», PhD Thesis, Universidad de Zaragoza, Zaragoza, España, 2004.
- [38]Duglass, «Duglass - Transforming Glass with Technology». Accedido: 8 de agosto de 2024. [En línea]. Disponible en: <https://www.duglass.com/>
- [39]AENOR, *UNE-EN 673/A1:2001 AENOR Glass in building. Determination of thermal transmittance (U value)-Calculation method*. AENOR, 2001.
- [40]A. Soltane, G. Andrieu, E. Perrin, C. Decroze, y A. Reineix, «Antenna radiation pattern measurement in a reverberating enclosure using the time-gating technique», *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 19, n.^o 1, pp. 183-187, 2019.
- [41]P. González-Blanco y M. Sierra-Castañer, «Time filtering techniques for echo reduction in antenna measurements», en *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, IEEE, 2016, pp. 1-3.
- [42]A. V. Oppenheim, *Discrete-time signal processing*. Pearson Education India, 1999.
- [43]N. Marcuvitz, *Waveguide handbook*. Iet, 1951.
- [44]S. Tretyakov, *Analytical modeling in applied electromagnetics*. Artech House, 2003.
- [45]F. Costa, A. Monorchio, y G. Manara, «An overview of equivalent circuit modeling techniques of frequency selective surfaces and metasurfaces», *The Applied Computational Electromagnetics Society Journal (ACES)*, pp. 960-976, 2014.
- [46]D. Ferreira, I. Cuiñas, R. F. Caldeirinha, y T. R. Fernandes, «Dual-band single-layer quarter ring frequency selective surface for Wi-Fi applications», *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 10, n.^o 4, pp. 435-441, 2016.
- [47]C. Andriesei, «ANNULAR-RING MICROSTRIP PATCH ANTENNAS».
- [48]D. Zelenchuk y V. Fusco, «Split-ring FSS spiral phase plate», *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, pp. 284-287, 2013.
- [49]S. Kumar, L. Kurra, M. Abegaonkar, A. Basu, y S. K. Koul, «Multi-layer FSS for gain improvement of a wide-band stacked printed antenna», en *2015 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, IEEE, 2015, pp. 1-4.

- [50]A. Chatterjee y S. K. Parui, «A multi-layered band-pass frequency selective surface designed for Ku band applications», en *2013 IEEE Applied Electromagnetics Conference (AEMC)*, IEEE, 2013, pp. 1-2.
- [51]M. Yan *et al.*, «A tri-band, highly selective, bandpass FSS using cascaded multilayer loop arrays», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, n.º 5, pp. 2046-2049, 2016.
- [52]A. L. Campos, R. H. Maničoba, L. M. Araújo, y A. G. d'Assunção, «Analysis of simple FSS cascading with dual band response», *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, n.º 8, pp. 3345-3348, 2010.
- [53]Y. Ranga, L. Matekovits, K. P. Esselle, y A. R. Weily, «Multilayer frequency-selective-surface reflector for constant gain over ultra wideband», en *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, IEEE, 2011, pp. 332-334.
- [54]A. Chatterjee y S. K. Parui, «A dual layer frequency selective surface reflector for wideband applications», *Radioengineering*, vol. 25, n.º 1, pp. 67-72, 2016.
- [55]Z. Yao, S. Xiao, Y. Li, y B.-Z. Wang, «On the design of wideband absorber based on multilayer and multiresonant FSS array», *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 20, n.º 3, pp. 284-288, 2020.
- [56]S. I. Sohail, K. P. Esselle, y G. Kiani, «Design of a bandpass FSS on dual layer energy saving glass for improved RF communication in modern buildings», en *Proceedings of the 2012 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, IEEE, 2012, pp. 1-2.
- [57]F. Ma y L. Li, «Design of a Tri-bandpass FSS on dual-layer energy saving glass for improving RF transmission in green buildings», en *2015 IEEE International Conference on Communication Problem-Solving (ICCP)*, IEEE, 2015, pp. 405-407.
- [58]G. I. Kiani y R. W. Aldhaheri, «Wide band FSS for increased thermal and communication efficiency in smart buildings», en *2014 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, IEEE, 2014, pp. 2064-2065.
- [59]F. Bagci, C. Mulazimoglu, S. Can, E. Karakaya, A. E. Yilmaz, y B. Akaoglu, «A glass based dual band frequency selective surface for protecting systems against WLAN signals», *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, vol. 82, pp. 426-434, 2017.
- [60]American Bird Conservancy, «Bird-Friendly Glass Certification». 2024. [En línea]. Disponible en: <https://abcbirds.org/program/glass-collisions/>
- [61]Aurin, «Bird-Friendly Glass Certification». 2024. [En línea]. Disponible en: <https://www.aurin.at/en/>
- [62]GlasPro, «Ultraviolet Reflective Pattern - Bird Safe Glass». 2024. [En línea]. Disponible en: <https://glas-pro.com/products/bird-safe-glass/ultraviolet-reflective-pattern/>
- [63]«ORNILUX Bird Protection Glass». 2024. [En línea]. Disponible en: <https://www.arnold-glas.de/en/products/pi-ornilux-bird-protection-glass-704924742>

- [64] «Solyx SX-BSFV Bird Safety Film». 2024. [En línea]. Disponible en: <https://www.decorativefilm.com/solyx-sx-bsfv-bird-safety-film-59-or-70-wide>
- [65] «ACRYLITE® Soundstop XT Bird Guard». 2024. [En línea]. Disponible en: <https://www.acrylite.co/products/our-brands/acrylite-soundstop/xt-bird-guard>
- [66] G. Wu, Z.-Q. Song, X.-G. Zhang, y B. Liu, «Study on coupling characteristics of electromagnetic wave penetrating metallic enclosure with rectangular aperture», *The Applied Computational Electromagnetics Society Journal (ACES)*, pp. 611-618, 2011.
- [67] I. B. Basyigit, H. Dogan, y S. Helhel, «The effect of aperture shape, angle of incidence and polarization on shielding effectiveness of metallic enclosures», *Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy*, vol. 53, n.º 2, pp. 115-127, 2019.
- [68] J. J. Lemmon, *Analysis of the RF Threat to Telecommunications Switching Stations and Cellular Base Stations*, vol. 2. US Department of Commerce, National Telecommunications and Information, 2002.
- [69] M. P. Robinson *et al.*, «Analytical formulation for the shielding effectiveness of enclosures with apertures», *IEEE transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 40, n.º 3, pp. 240-248, 1998.
- [70] H. Li y P. Amleshi, «An Estimate of Plane Wave Leakage Through a Rectangular Aperture», en *2018 IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility, Signal Integrity and Power Integrity (EMC, SI & PI)*, IEEE, 2018, pp. 36-40.
- [71] C. H. Kraft, «Modeling leakage through finite apertures with TLM», en *Proceedings of IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility*, IEEE, 1994, pp. 73-76.
- [72] F. Olyslager *et al.*, «Numerical and experimental study of the shielding effectiveness of a metallic enclosure», *IEEE transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 41, n.º 3, pp. 202-213, 1999.
- [73] S. S. Bukhari, W. G. Whittow, J. Vardaxoglou, y S. Maci, «Equivalent circuit model for coupled complementary metasurfaces», *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, n.º 10, pp. 5308-5317, 2018.
- [74] M. Suzuki, «Diffraction of plane electromagnetic waves by a rectangular aperture», *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 4, n.º 2, pp. 149-156, 1956.
- [75] B. Zheng y Z. Shen, «Effect of a finite ground plane on microstrip-fed cavity-backed slot antennas», *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 53, n.º 2, pp. 862-865, 2005.
- [76] O. M. Ramahi y L. Li, «Analysis and reduction of electromagnetic field leakage through loaded apertures: A numerical study», *Electromagnetics*, vol. 25, n.º 7-8, pp. 679-693, 2005.
- [77] K. Mielenz, «Physical parameters in high-accuracy spectrophotometry», *Journal of Research of the National Bureau of Standards. Section A, Physics and Chemistry*, vol. 76, n.º 5, p. 455, 1972.

- [78]M. Bass y Optical Society of America, Eds., *Handbook of optics*, 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1995.
- [79]D. G. Goebel, «Generalized integrating-sphere theory», *Applied Optics*, vol. 6, n.^o 1, pp. 125-128, 1967.
- [80]J. A. Jacquez y H. F. Kuppenheim, «Theory of the integrating sphere», *JOSA*, vol. 45, n.^o 6, pp. 460-470, 1955.
- [81]Cree LED, «XLamp CMA1303». 2024. [En línea]. Disponible en: https://www.mouser.es/ProductDetail/Cree-LED/CMA1303-0000-000C0H0A40G?qs=mAH9sUMRCtsyFduOZL6kOg%3D%3D&srsltid=AfmBOooCKF-fzD4Y5y4mMWk3hXS3OmpsTHtfuaPmq3_Cdmjf_ipBca5I

Anexo I.Código C#

En este anexo se recoge el Código de Visual Studio utilizado en varias partes de esta tesis. Por un lado, se encuentra el programa Multicapas utilizado para calcular la atenuación de ventanas con distintos acristalamientos y soluciones para mejorar la transmisión RF. Por otro, se encuentran las funciones principales utilizadas por el espectrofotómetro portátil para obtener las medidas de los coeficientes de transmisión y reflexión ópticos de los vidrios.

Multicapas

Función ConfigurarFSS:

```
private string ConfigurarFSS(string tipo){  
    FSS miFSS = new FSS(tipo);  
    miFSS.ShowDialog();  
    return miFSS.Resultado;  
}
```

Función LeerDatos:

```
private void LeerDatos()  
{  
    try  
    {  
        //Frecuencias  
        fMax = Convert.ToDouble(textBoxFMax.Text, formato) *  
1e9;  
        fMin = Convert.ToDouble(textBoxFMin.Text, formato) *  
1e9;  
        double pasoFrec = (fMax - fMin) / (nPuntos - 1);  
  
        for (int i = 0; i < frecuencias.Length; i++)  
            frecuencias[i] = fMin + pasoFrec * i;  
  
        //Estructura  
        nCapas = 0;  
        int nFilas = 0;  
        do  
        {  
            if ((dataVentana[Espesor.Index, nFilas].Value ==  
null) && (dataVentana[TipoFSS.Index, nFilas].Value == null))  
                break;  
            if (Convert.ToBoolean(dataVentana[Activa.Index,  
nFilas].Value))
```

```

        nCapas++;
        nFilas++;
    } while (nFilas < dataVentana.Rows.Count);
    espesores = new double[nCapas];
    indices = new double[nCapas];
    paramFSS = new string[nCapas];
    int j = 0;
    for (int i = 0; i < nFilas; i++)
    {
        if (Convert.ToBoolean(dataVentana[Activa.Index,
i].Value))
        {
            espesores[j] =
Convert.ToDouble(dataVentana[Espesor.Index, i].Value,
formato) / 1000;
            indices[j] =
Convert.ToDouble(dataVentana[Indice.Index, i].Value,
formato);
            paramFSS[j] =
Convert.ToString(dataVentana[TipoFSS.Index, i].Value);
            j++;
        }
    }
    catch
    {
    }
}

```

Función Calcular:

```

private void Calcular(bool guardarS21=false)
{
    try
    {
        LeerDatos();
        double apertura =
Convert.ToDouble(textBoxApertura.Text);
        if (!checkBoxApertura.Checked)
            apertura = 0;
        for (int i = 0; i < curvasBorrar; i++)
zedGraphGrafica.GraphPane.CurveList.RemoveAt(zedGraphGrafica
.GraphPane.CurveList.Count-1);
            cambioColorInicial = cambioColorInicial -
coloresBorrar;

        int color;
        angulos = new double[textBoxAngulos.Lines.Length];
        curvasBorrar = 0;
    }
}

```

```

        coloresBorrar = 0;

        SaveFileDialog dialogoGuardar = new
SaveFileDialog();
        XLWorkbook libro=null;
        if (guardarS21)
        {
            dialogoGuardar.Filter = "Ficheros de Excel
(*.xlsx)|*.xlsx|All files (*.*)|*.*";
            dialogoGuardar.FilterIndex = 0;
            dialogoGuardar.Title = "Fichero para guardar
S21";
            if (dialogoGuardar.ShowDialog() ==
DialogResult.OK)
            {
                libro = new XLWorkbook();
                libro.AddWorksheet();
                libro.Worksheet(1).Cell(1, 1).Value =
"Frecuencia (GHz)";
                for (int j = 0; j < nPuntos; j++)
                    libro.Worksheet(1).Cell(j + 2, 1).Value =
frecuencias[j] / 1e9;
            }
            else
                guardarS21 = false;
        }

        for (int i = 0; i < angulos.Length; i++)
        {
            angulos[i] =
Convert.ToDouble(textBoxAngulos.Lines[i], formato);
            color = i + cambioColorInicial;
            if (color >= coloresGraficas.Length)
                color = color % coloresGraficas.Length;

            if (checkBoxTE.Checked)
            {
                Complex[] S21TE =
CalcularS21Apertura(angulos[i], apertura, true);
                double[] S21dBTE =
CalcularMulticapaApertura(S21TE);
                curvasBorrar++;
                ActualizarGrafica(zedGraphGrafica,
angulos[i].ToString() + "  $\perp$ ", frecuencias, S21dBTE, true,
coloresGraficas[color]);
                if (guardarS21)
                {
                    libro.Worksheet(1).Cell(1, i * 4
+2).Value = "S21TE " + angulos[i];
                    for (int j = 0; j < nPuntos; j++)
                    {
                        libro.Worksheet(1).Cell(j + 2, i * 4
+ 2).Value = S21TE[j].Real;
                    }
                }
            }
        }
    }
}

```

```

        libro.Worksheet(1).Cell(j + 2, i * 4
+ 3).Value = S21TE[j].Imaginary;
    }
}
if (checkBoxTM.Checked)
{
    Complex[] S21TM =
CalcularS21Apertura(angulos[i], apertura, false);
    double[] S21dBTM =
CalcularMulticapaApertura(S21TM);
    curvasBorrar++;
    ActualizarGrafica(zedGraphGrafica,
angulos[i].ToString() + " || ", frecuencias, S21dBTM, false,
coloresGraficas[color]);
    if (guardarS21)
    {
        libro.Worksheet(1).Cell(1, i * 4 +
4).Value = "S21TM " + angulos[i];
        for (int j = 0; j < nPuntos; j++)
        {
            libro.Worksheet(1).Cell(j + 2, i * 4
+ 4).Value = S21TM[j].Real;
            libro.Worksheet(1).Cell(j + 2, i * 4
+ 5).Value = S21TM[j].Imaginary;
        }
    }
    coloresBorrar++;
}
cambioColorInicial = cambioColorInicial +
angulos.Length;
if (guardarS21)
    libro.SaveAs(dialogoGuardar.FileName);
}
catch (Exception ex)
{
    MessageBox.Show("Formato de datos incorrecto",
"Error");
}
}

```

Función CalcularMulticapaApertura

```

private double[] CalcularMulticapaApertura(Complex[] S21){
    double[] T = new double[nPuntos];
    double[] S21dB = new double[nPuntos];
    T = S21.Select(s => Complex.Abs(s) *
Complex.Abs(s)).ToArray();
    if (radioButtonA.Checked)

```

```

S21dB = T.Select(t => -10 *
Math.Log10(t)).ToArray();
else
    S21dB = T.Select(t => 10 *
Math.Log10(t)).ToArray();
return S21dB;
}

```

Función CalcularS21Multicapa

```

private Complex[] CalcularS21Multicapa(double thetaGr, bool
TE)
{
    double eta0Ang;
    double theta = thetaGr * Math.PI / 180;
    if (TE)
        eta0Ang = eta0 / Math.Cos(theta);
    else
        eta0Ang = eta0 * Math.Cos(theta);
    Complex[] S11 = CalcularGammaMulticapa(thetaGr, TE,
eta0Ang); //S11, coeficiente de reflexión con eta0
    Complex[] gammaCC = CalcularGammaMulticapa(thetaGr, TE,
0); //coeficiente de reflexión con cortocircuito
    InvertirMulticapa();
    Complex[] S22 = CalcularGammaMulticapa(thetaGr, TE,
eta0Ang); //S22, coeficiente de reflexión por el otro lado
    con eta0
    InvertirMulticapa();
    Complex[] S21 = new Complex[nPuntos];
    for (int i = 0; i < nPuntos; i++)
        S21[i] = Complex.Sqrt((S11[i] - gammaCC[i]) * (1 +
S22[i])); //gammaCC=S11-S21^2/(1+S22)
    return S21;
}

```

Función CalcularGammaMulticapa

```

private Complex[] CalcularGammaMulticapa(double thetaGr,
bool TE, double ZL)
{
    Complex[] Zi = new Complex[nPuntos], ZFSS = new
Complex[nPuntos];
    Complex[] gamma = new Complex[nPuntos];
    double theta = thetaGr * Math.PI / 180;
    double eta0Ang;
    double indiceAntes = 1, indiceDespues = 1;

    if (TE)
        eta0Ang = eta0 / Math.Cos(theta);

```

```

    else
        eta0Ang = eta0 * Math.Cos(theta);

    for (int i = 0; i < nPuntos; i++)//valores iniciales
        Zi[i] = ZL;

    for (int i = nCapas - 1; i >= 0; i--)
    {
        if (i > 0)
            indiceAntes = indices[i - 1];
        if (i < nCapas - 1)
            indiceDespues = indices[i + 1];
        if (paramFSS[i] != "") //es una FSS
        {
            ZFSS = impFSS(paramFSS[i], indiceDespues,
            indiceAntes, frecuencias, thetaGr, TE); // Al TM no le
            afecta el ángulo
            for (int j = 0; j < nPuntos; j++)
                if (Zi[j]!=0)
                    Zi[j] = 1 / (1 / Zi[j] + 1 / ZFSS[j]);
        // paralelo entre FSS y multicapa
        }
        else
        {
            Zi = impEntrada(Zi, indices[i], 0, frecuencias,
            espesores[i], theta, TE);
        }
    }

    for (int i = 0; i < nPuntos; i++)
        gamma[i] = (Zi[i]-eta0Ang)/(Zi[i] + eta0Ang);
    return gamma;
}

```

Función InvertirMulticapa

```

private void InvertirMulticapa(){
    Array.Reverse(espesores);
    Array.Reverse(indices);
    Array.Reverse(paramFSS);
}

```

Función impEntrada

```

private Complex[] impEntrada(Complex[] ZL, double n0, double
alpha, double[] frecuencia, double L, double theta, bool TE)
{
    Complex Z0, gamma, num, den;
    Complex[] Zi=new Complex[frecuencia.Length];
    double theta0;
    Z0 = eta0 / n0;

```

```

        theta0 = Math.Asin(Math.Sin(theta) / n0); //  

ángulos en el material

        if (TE)
            Z0 = Z0 / Math.Cos(theta0);
        else
            Z0 = Z0 * Math.Cos(theta0);

        for (int i = 0; i < frecuencia.Length; i++)
        {
            gamma = new Complex(alpha, 2 * Math.PI * n0 *
frecuencia[i] / 3e8) * Math.Cos(theta0);
            num = ZL[i] + Z0 * Complex.Tanh(gamma * L);
            den = Z0 + ZL[i] * Complex.Tanh(gamma * L);
            Zi[i] = Z0 * num / den;
        }
    return Zi;
}

```

Función impFSS

```

private Complex[] impFSS(string paramFSS, double indice1,
double indice2, double[] frecuencia, double thetaGr, bool
TE=false)
{
    double epseff = 0.5 * (indice1 * indice1 + indice2 * indice2);
    double eps0 = 8.85e-12;
    double mu0 = 4 * Math.PI * 1e-7;
    double grosorFSS;
    double separacionFSS;
    double C, L;
    double theta = thetaGr * Math.PI / 180;
    string fichero;
    Complex[] impedancia = new Complex[frecuencia.Length] ;
    string[] strings = paramFSS.Split(' ');
    if (strings[0] == "Z")
    {
        strings = paramFSS.Split(new char[1] { ' ' }, 2);
        fichero = Path.GetDirectoryName(strings[1]) +
Path.DirectorySeparatorChar +
Path.GetFileNameWithoutExtension(strings[1]);
        if (File.Exists(fichero+"_"+thetaGr+".txt"))
            impedancia = CargarFSS(fichero + "_" + thetaGr +
".txt");
        else
            impedancia = CargarFSS(fichero+".txt");
    }
    else
    {
        grosorFSS = Convert.ToDouble(strings[1], formato) /
1e6;
    }
}

```

```

separacionFSS = Convert.ToDouble(strings[2],
formato) / 1000;
if (strings[0]=="P") //FSS de parche (condensador)
{
    C = separacionFSS * 2 * epseff * eps0 / Math.PI
* Math.Log(1 / Math.Sin(Math.PI * grosorFSS / (2 *
separacionFSS)));
    if (TE)
        C = C * (1 - Math.Pow(Math.Sin(theta), 2) /
(2 * epseff));
    for (int i = 0; i < frecuencia.Length; i++)
        impedancia[i] = new Complex(0, -1 / (2 *
Math.PI * frecuencia[i] * C));
}
else
{
    L = separacionFSS * mu0 / (2*Math.PI) *
Math.Log(1 / Math.Sin(Math.PI * grosorFSS / (2 *
separacionFSS)));
    if (!TE)
        L = L * (1 - Math.Pow(Math.Sin(theta), 2) /
(2 * epseff));
    for (int i = 0; i < frecuencia.Length; i++)
        impedancia[i] = new Complex(0, 2 * Math.PI *
frecuencia[i] * L);
}
return impedancia;
}

```

Espectrofotómetro portátil

La función **Configurar** se encarga de cargar el fichero de norma y patrón más recientes, de inicializar las variables y de establecer comunicación a través del puerto serie usando la función BuscarPuerto:

```

public void Configurar()
{
    LambdasGrafica = CargarNorma("norma2.dat");
    numLambdasGrafica = LambdasGrafica.Length;
    lambdaInicial = LambdasGrafica[0];
    lambdaFinal = LambdasGrafica[numLambdasGrafica - 1];

    pixelsLambdasGrafica = new int[numLambdasGrafica];
    medida = new double[numLambdasGrafica];
    patron = new double[numLambdasGrafica];
    fondo = new double[numLambdasGrafica];
    medidaSinFondo = new double[numLambdasGrafica];
    calibracion = new double[numLambdasGrafica];
}

```

```

coefReflexion = new double[numLambdasGrafica];
coefReflexion1 = new double[numLambdasGrafica];
coefReflexion2 = new double[numLambdasGrafica];
coefTransmision = new double[numLambdasGrafica];
coefM2 = new double[numLambdasGrafica];

TiempoExposicion = 100;
Promediado = true;
CargarArchivo("patron.dat", ref patron);

//Asignar los píxeles a las lambdas de la gráfica

int numPixel = 0;
for (int i = 0; i < numLambdasGrafica; i++)
{
    while (lambdas[numPixel] < LambdasGrafica[i])
        numPixel++;
    pixelsLambdasGrafica[i] = numPixel;
}
string puerto = BuscarPuerto("soy yo");
miPuerto = new PuertoComm(puerto, "\r\n", false);
}

```

La función **BuscarPuerto**:

```

public static string BuscarPuerto(string numeroSerie)
{
    string[] listaPuertos = SerialPort.GetPortNames();
    SerialPort miPuerto;
    string resp;
    bool error = false;
    string puertoBueno = "VIRTUAL";

    foreach (string nombrePuerto in listaPuertos)
    {
        error = false;
        miPuerto = new SerialPort(nombrePuerto);
        miPuerto.ReadTimeout = 50;
        miPuerto.WriteTimeout = 50;
        miPuerto.BaudRate = 9600;
        miPuerto.NewLine = "\r\n";
        miPuerto.DtrEnable = true;
        try
        {
            miPuerto.Open();
            Thread.Sleep(500);
            resp = miPuerto.ReadExisting(); //
            miPuerto.WriteLine("P"); //
            resp = miPuerto.ReadLine();
            if (resp != numeroSerie)

```

```

        error = true;
        miPuerto.Close();
    }
    catch
    {
        error = true;
        miPuerto.Close();
    }
    if (!error)
    {
        puertoBueno = nombrePuerto;
        break;
    }
}
return puertoBueno;
}

```

La función **PedirEstadoLED** pregunta al Arduino si el estado del LED es encendido o apagado.

```

private bool PedirEstadoLED()
{
    if (miPuerto == null)
        return false;
    miPuerto.Escribe("S");
    if (miPuerto.Lee() == "Apagado")
    {
        return false;
    }
    else
    {
        return true;
    }
}

```

La función **cambiarEstadoLED** cambia el estado del led de encendido a apagado o viceversa.

```

private void CambiarEstadoLED()
{
    miPuerto.Escribe("L");
}

```

La función **TomarEspectro**:

```

public double[] TomarEspectro()
{
    int factorDiezmado;
}

```

```

        double[] datosSuma;
        double[] espectroCompleto;
        double[] espectro = new double[numLambdaGrafica];

        espectroCompleto = TomarEspectroCompleto();
        try
        {
            if (Promediado)
            {
                factorDiezmado = espectroCompleto.Length /
pixelsLambdaGrafica.Length;
                datosSuma = new double[factorDiezmado];
                for (int i = 0; i < pixelsLambdaGrafica.Length;
i++)
                {
                    Array.Copy(espectroCompleto,
pixelsLambdaGrafica[i] - factorDiezmado / 2, datosSuma, 0,
factorDiezmado);
                    espectro[i] = datosSuma.Sum() /
factorDiezmado;
                }
            }
            else
            {
                for (int i = 0; i < numLambdaGrafica; i++)
                {
                    espectro[i] =
espectroCompleto[pixelsLambdaGrafica[i]];
                }
            }
        }
        catch (Exception ex)
        {
            MessageBox.Show(ex.Message, "Cannot take spectrum",
                MessageBoxButtons.OK, MessageBoxIcon.Error);
        }

        return espectro;
    }
}

```

La función CargarNorma:

```

public double[] CargarNorma(string nombre)
{
    string[] valores;
    double[] datos;
    try
    {
        valores = File.ReadAllLines(nombre);
        datos = new double[valores.Length];
        for (int i = 0; i < valores.Length; i++)
        {

```

```

        datos[i] = Convert.ToDouble(valores[i],
formato);
    }
}
catch
{
    return null;
}
return datos;
}

```

La función **CargarArchivo**:

```

public bool CargarArchivo(string nombre, ref double[] datos)
{
    StreamReader lector = null;
    try
    {
        lector = new StreamReader(nombre);
        string[] valores;

        for (int i = 0; i < LambdasGrafica.Length; i++)
        {
            valores = lector.ReadLine().Split(new char[1] { '\t' }, StringSplitOptions.RemoveEmptyEntries);
            datos[i] = Convert.ToDouble(valores[1],
formato);
        }
    }
    catch
    {
        if (lector != null)
            lector.Close();
        return false;
    }
    lector.Close();
    return true;
}

```

La función **Calibrar**:

```

public void Calibrar()
{
    medida = TomarEspectro();
    for (int i = 0; i < MedidaSinFondo.Length; i++)
    {
        calibracion[i] = medida[i]; //medidasinfondo en vez
de medida
    }
}

```

La función **TomarFondo**:

```
public void TomarFondo()
{
    medida = TomarEspectro();
    for (int i = 0; i < Medida.Length; i++)
    {
        fondo[i] = medida[i];
    }
}
```

La función **Medir**:

```
public void Medir()
{
    while (Midiendo)
    {
        MedirUnaVez();
        Application.DoEvents();
    }
}
```

La función **MedirUnaVez**:

```
public void MedirUnaVez()
{
    medida = TomarEspectro();
    for (int i = 0; i < Medida.Length; i++)
    {
        medidaSinFondo[i] = medida[i] - fondo[i];
        coefReflexion[i] = medidaSinFondo[i] * patron[i] / calibracion[i];
    }
}
```

La función **GuardarR1**:

```
public void GuardarR1()
{
    MedirUnaVez();
    coefReflexion.CopyTo(coefReflexion1, 0);
}
```

La función **GuardarR2**:

```
public void GuardarR2()
{
```

```
    MedirUnaVez();
    coefReflexion.CopyTo(coefReflexion2, 0);
}
```

La función **GuardarT**:

```
public void GuardarT()
{
    MedirUnaVez();
    for (int i = 0; i < Medida.Length; i++)
    {
        coefReflexion.CopyTo(coefM2, 0);
        coefTransmision[i] = Math.Sqrt((coefM2[i] -
coefReflexion2[i])*(1-patron[i]*coefReflexion1[i]) /
patron[i]);
    }
}
```

Anexo II. Capas bajo emisivas

En este anexo se incluyen las hojas de características de las capas bajo emisivas de los vidrios comerciales de la empresa Ariño Duglass. Algunos de ellos se han medido en el capítulo 5 con el sistema diseñado durante este proyecto.

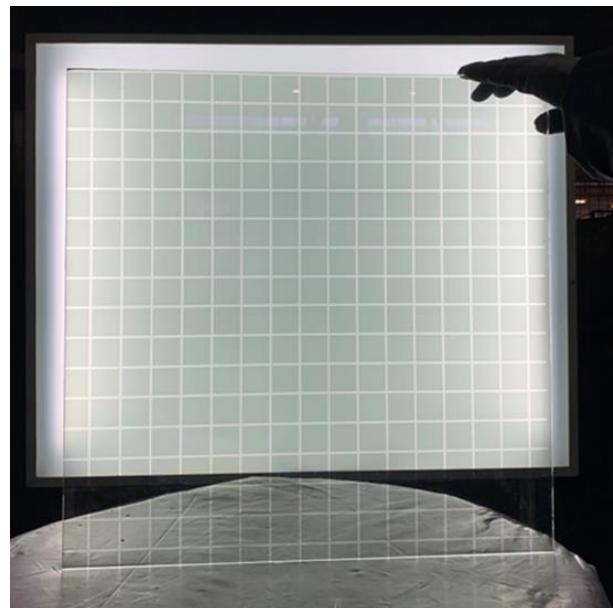
Las propiedades fotoenergéticas de los vidrios Ariplak Solar dependen del tipo de recubrimiento utilizado, del espesor y de la coloración del vidrio base.

TIPO DE CAPA	ARIPLAK LowE-SP - Ambience 6 mm/CA 16/6 mm									
	Transmisión T.L. (%)	LUZ VISIBLE		ENERGÍA SOLAR				VALOR U (W/m ² °C)		
		Reflexión R.L. ext. (%)	Reflexión R.L. int. (%)	Transmisión T.E. (%)	Reflexión R.E. (%)	Absorción A.E. (%)	FACTOR SOLAR	ISO 9050	EN 410	Aire
DAG 70/40	68	11	13	37	24	39	39	42	1,4	1,2
DAG 66/38	65	9	11	36	24	40	38	41	1,4	1,2
DAG 60/33	58	14	17	32	26	42	34	36	1,4	1,2
DAG 50/28	49	15	21	25	28	47	28	30	1,3	1,1
DAG 30/16	27	18	33	13	33	54	16	17	1,3	1,1
AN 62	62	22	19	37	27	36	40	43	1,4	1,2
AN 50	53	12	11	34	20	46	38	40	1,5	1,3
AB 54	52	24	12	36	24	40	41	42	1,5	1,3
AS 44	41	44	41	26	40	34	29	31	1,5	1,3
SuperE	73	14	13	49	20	31	53	55	1,5	1,3

Anexo III. Muestras fabricadas

Monolíticos

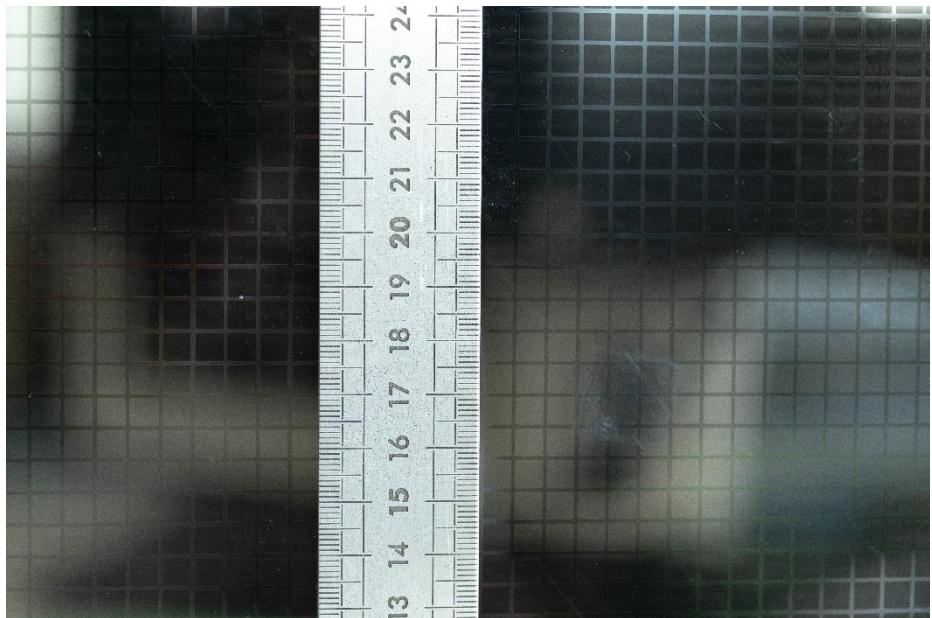
Parches 2 30



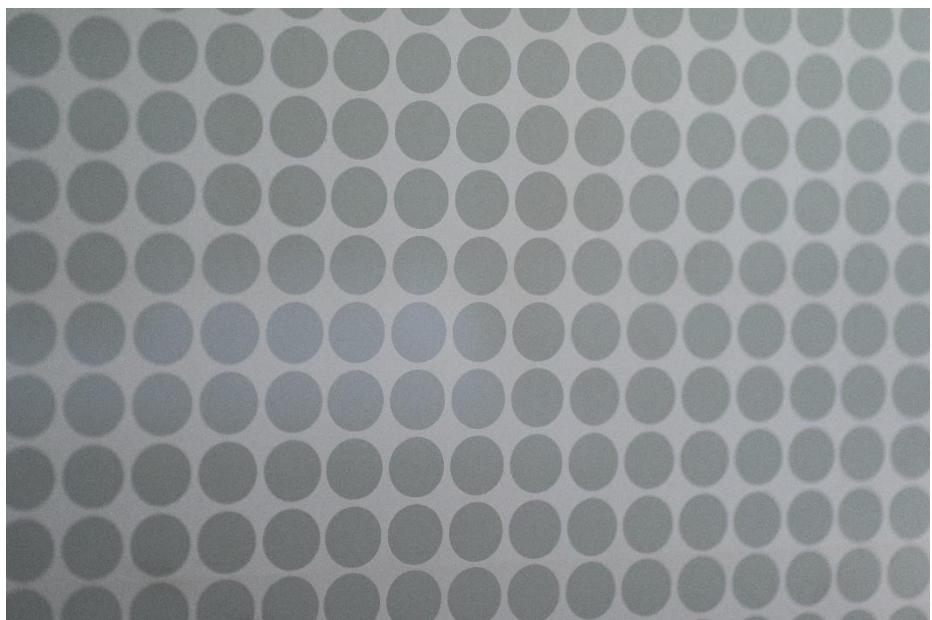
Rejilla 2 30



Rejilla 1 5



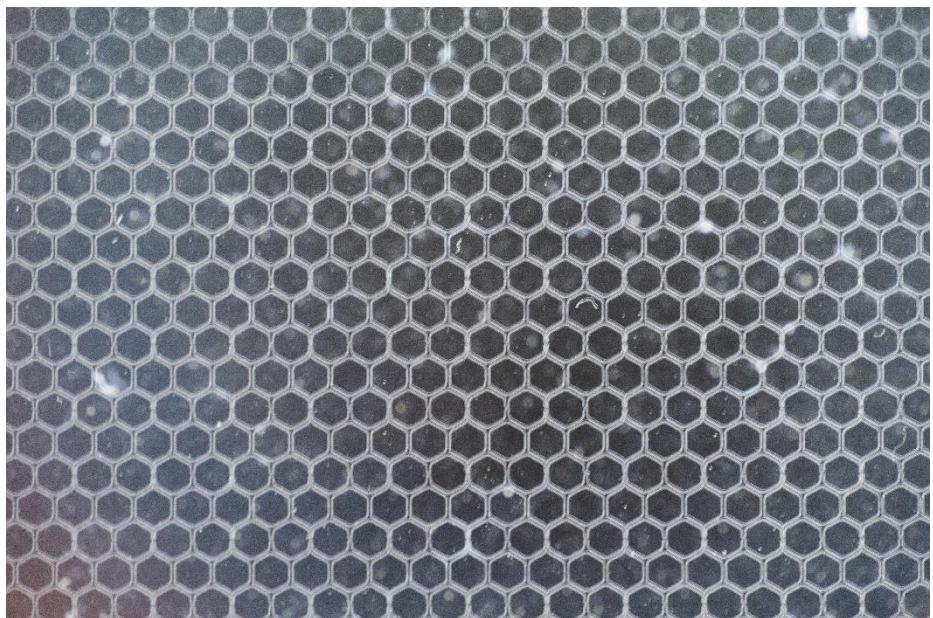
Círculos 9 20



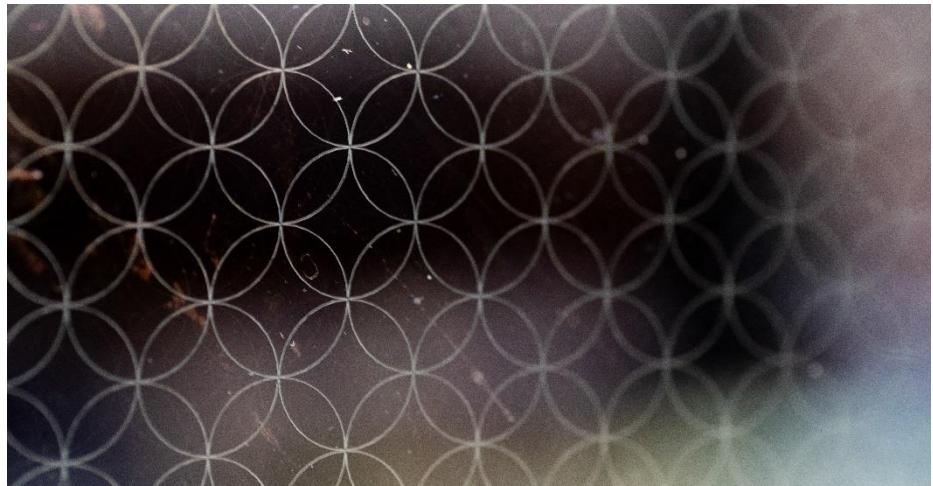
Logo Ariño



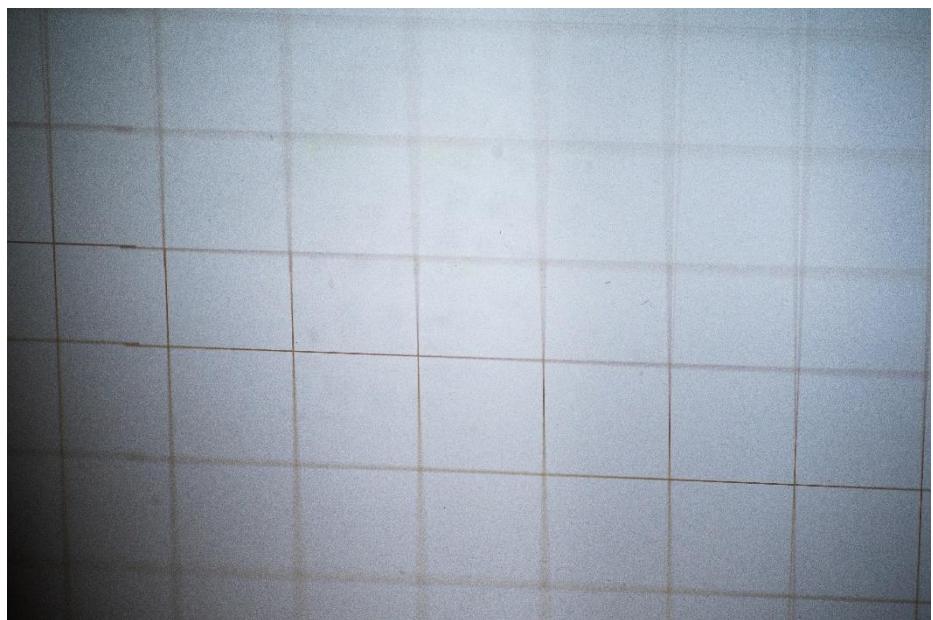
Hexágonos



Anillos



Parches 1 10



Anexo IV. Publicaciones y congresos

Revistas

1. **Título:** Radiofrequency transmission through rectangular apertures in perimetricaly uncoated low emissivity windows.
Autores: R. Chueca, R. Alcain, C. Heras and I. Salinas
Revista: Journal of Physics D. Applied Physics
Fecha: Noviembre 2023
2. **Título:** Improving Communication Signal Transmission in Multiple Low-e Windows using Frequency Selective Surfaces (under Review)
Autores: R. Chueca, M. Muñoz, A. Cueva, R. Alcain, C. Heras and I. Salinas
Revista: IEEE Access
Fecha:
3. **Título:** Germanium-Based Optical Coatings for Aesthetic Enhancement with Low Radiofrequency Attenuation.
Autores: E. Carretero, R. Chueca and Rafael Alonso
Revista: Nanomaterials
Fecha: Marzo 2024
4. **Título:** Study of optical, thermal and radio frequency properties of low emissivity coatings with frequency selective surfaces.
Autores: R. Alcain, E. Carretero, R. Chueca, C. Heras and I. Salinas
Revista: Journal of Physics D. Applied Physics
Fecha: Octubre 2021

Estancias de investigación

Estancia de 1 mes en el Grupo de Radiación (GR) de la Universidad Politécnica de Madrid (UPM)

Congresos internacionales

1. **Título:** Frequency Selective Surfaces in Multi-glazed Windows.
Autores: R. Chueca, R. Alcain, C. Heras and I. Salinas
Congreso: Swedish Microwave Days (SMWD23)

Fecha: Mayo 2023

2. **Título:** Design and development of a portable spectrophotometer for glass characterization
Autores: R. Chueca, S. Andrés, R. Alcain, C. Heras and I. Salinas
Congreso: Global Conference on Wireless and Optical Technologies (GCWOT2023)
Fecha: Enero 2023
3. **Título:** Closed metal chamber configuration for estimating RF attenuation in vehicles with advanced thermal properties windows
Autores: R. Chueca, R. Alcain, C. Heras and I. Salinas
Congreso: European Conference on Antenna and Propagation (EuCAP2022)
Fecha: Mayo 2023
4. **Título:** Modelling of Frequency Selective Surfaces on Multi-layered glazing windows.
Autores: R. Chueca, R. Alcain, C. Heras and I. Salinas
Congreso: Global Conference on Wireless and Optical Technologies (GCWOT2022)
Fecha: Febrero 2022

Congresos nacionales

1. **Título:** Estudio y caracterización de FSS en vidrios monolíticos bajo emisivos
Autores: R. Chueca, X. Sun, R. Alcain, C. Heras and I. Salinas
Congreso: (URSI 2023)
Fecha: Septiembre 2023
2. **Título:** Caracterización de ventanas con doble acristalamientos y Superficies Selectivas en Frecuencia (FSS).
Autores: R. Chueca, R. Alcain, C. Heras and I. Salinas
Congreso: OPTOEL 2023
Fecha: Junio 2023
3. **Título:** Diseño y desarrollo de un espectrofotómetro portátil para la caracterización de vidrios
Autores: R. Chueca, S. Andrés, R. Alcain, C. Heras and I. Salinas
Congreso: URSI 2022
Fecha: Septiembre 2022

4. Título:

Autores: R. Chueca, R. Alcain, C. Heras and I. Salinas

Congreso: OPTOEL 2021

Fecha: Junio 2021

Cursos y actividades realizadas durante el doctorado

- Seminarios del programa de doctorado TICRM
- Curso ESoA de Antenna Measurements

Impacto industrial de la tesis

El resultado de transferencia I+D de esta tesis a la industria es la creación del producto Duglass 5G.



www.duglass.com